



INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL

ESCUELA SUPERIOR DE INGENIERÍA MECÁNICA Y ELÉCTRICA
SECCIÓN DE ESTUDIOS DE POSGRADO E INVESTIGACIÓN



SIMULACIÓN DEL CONTROL DIRECTO DE PAR EN UN MOTOR DE INDUCCIÓN

TESIS

Para obtener el grado de:

Maestro en Ciencias
CON ESPECIALIDAD EN INGENIERÍA ELÉCTRICA

Presenta:

SERGIO GALVAN COLMENARES

RESUMEN

El objetivo principal de la tesis es la aplicación del método de control directo del par para un motor de inducción utilizando una herramienta computacional MATLAB SIMULINK versión 2006Ra , llevando a cabo la simulación de este tipo de control para variar la velocidad de un motor de corriente alterna tipo jaula de ardilla.

La idea y el tema de la tesis surgieron de la gran importancia del método control directo del par, que últimamente se planteó como estrategia alternativa del control vectorial debido a ciertas ventajas frente a este último.

El control directo de par (DTC) esta basado en la teoría de la regulación de campo orientada de las maquinas de campo giratorio. En el control directo del par, el motor y el inversor forman prácticamente una unidad. Todos los procesos de conmutación del inversor dependen del estado electromagnético del motor. Como en el caso de accionamientos de corriente continua, el sistema DTC permite la regulación por separado del campo magnético del motor, del flujo y del par. En este método, el valor instantáneo del flujo del estator y el par se calculan solo usando las variables primarias (corrientes y tensiones del estator). El sistema DTC permite gobernar rápida y flexiblemente los motores trifásicos, es decir, el tiempo de respuesta del par es sumamente corto.

Por otro lado, la aplicación del DTC esta limitado por la frecuencia de conmutación. Por ello, si el algoritmo del DTC se aplica teniendo en cuenta la limitación de la frecuencia de conmutación a estos pequeños valores, su comportamiento será bastante malo generando una distorsión en las formas de las ondas del par y del flujo, lo que a su vez se refleja en la velocidad y en las corrientes del motor.

En este trabajo de tesis se realizo un lazo de control para limitar la corriente de arranque ya que este es de los principales problemas que presenta el DTC, otro problema es frecuencia de conmutación y se realizo un programa para mantener la frecuencia en valores bajos, por último se eliminó el sensor de velocidad por medio del calculo del deslizamiento.

ABSTRACT

The main aim of the thesis is the application of the method of direct torque control for an induction motor using a computer tool MATLAB SIMULINK version 2006Ra, conducting simulation of this type of control to vary the speed of an AC motor type of squirrel cage.

The idea and the theme of the thesis emerged from the major method of direct torque control, which recently was raised as a strategy alternative vector control due to certain advantages over the latter.

Direct Torque Control (DTC) is based on the theory of regulation field oriented in the field of rotating machines. In the direct torque control, the motor and the inverter are virtually one unit. All processes switching of inverter depend on the state of the electromagnetic motor. As in the case of DC drives, the system allows DTC regulation separately from the magnetic field of motor, torque and flux. In this method, the instantaneous value of the stator flux and torque is calculated using only primary variables (voltages and currents of the stator). The system allows DTC govern quickly and flexibly three phase motors, namely, the response time of the pair is extremely short.

On the other hand, the implementation of the DTC is limited by the switching frequency. Therefore, if the algorithm is implemented DTC taking into account the limitation of the frequency switching to these small values, their behavior is bad enough to generate a distortion in the shapes of waves of torque and flux, which in turn reflected in the speed and flow of the engine.

In this thesis work was carried out a loop controls to restrict the flow of boot because this is the main problems posed by the DTC, another problem is switching frequency and conducts a program to maintain the frequency at low values, last remove the sensor will speed through the calculation of slipping.



CONTENIDO

RESUMEN.....	I
ABSTRACT.....	II
CONTENIDO.....	III
ÍNDICE DE FIGURAS.....	VIII
LISTA DE TABLAS.....	XIII
NOMENCLATURA.....	XIV

CAPÍTULO 1.....	1
------------------------	----------

INTRODUCCIÓN

1.1 INTRODUCCIÓN.....	2
1.2 OBJETIVO DE LA TESIS.....	2
1.3 JUSTIFICACIÓN.....	3
1.4 ESTADO DEL ARTE.....	3
1.4.1 Estado actual del conocimiento.....	5
1.4.2 Sistemas clásicos de control.....	5
1.4.3 Sistemas clásicos de flujo orientado.....	8
1.4.4 Sistemas de control directo del par (DTC).....	10
1.5 APORTACIONES DE LA TESIS.....	12
1.6 ESTRUCTURA DEL TRABAJO DE LA TESIS.....	13

CAPÍTULO 2.....	14
------------------------	-----------

CONTROL DIRECTO DE PAR EN UN MOTOR DE INDUCCIÓN

2.1 INTRODUCCIÓN.....	15
2.2 Motor de Inducción.....	16
2.2.1 Principio de operación del motor de inducción.....	16
2.2.1.1 Producción del campo magnético rotatorio.....	16



2.2.1.2 Desarrollo del par inducido.....	17
2.2.1.3 Deslizamiento de la máquina de inducción.....	18
2.3 Principios del control directo de par (DTC).....	19
2.4 Modelo del motor de inducción	21
2.5 Ecuaciones del flujo y del par.....	22
2.6 Control del par electromagnético y del flujo del estator.....	28
2.6.1 Zona de operación del vector del flujo del estator.....	31
2.7 Tabla de conmutación.....	33
2.8 Inversor.....	34
2.9 Ventajas del control directo de par.....	37
2.10 Desventajas del control directo de par.....	37
2.11 Limitación de la corriente de arranque.....	39
 CAPÍTULO 3.....	 40
SIMULACIÓN DEL CONTROL DIRECTO DE PAR (DTC) CLÁSICO	
EN UN MOTOR DE INDUCCIÓN	
3.1 INTRODUCCIÓN.....	41
3.2 Desarrollo de la simulación.....	42
3.3 Transformación trifásica-bifásica.....	43
3.4 Bloque del motor de inducción.....	45
3.4.1 Ecuación de equilibrio mecánico.....	46
3.4.2 Ecuaciones de los flujos y las corrientes.....	48
3.4.2.1 Calculo del flujo de rotor α y β	49
3.4.2.2 Calculo de las corrientes α y β	50
3.4.2.3 Programación del bloque de Simulink de flujo y corriente α	52
3.4.2.4 Programación del bloque de Simulink de flujo y corriente β	54



3.5 Sistema de control del motor de inducción en bloques de Simulink....	56
3.5.1 Control del flujo del estator.....	58
3.5.2 Control del par electromagnético.....	62
3.5.3 Determinación del sector del vector flujo del estator.....	65
3.5.4 Tabla optima de conmutación de los vectores de voltaje.....	67
3.6 Programación del bloque del Inversor.....	67
3.7 Control de velocidad.....	69
3.7.1 Sintonización del controlador de velocidad.....	69
3.8 Programación del control para limitación de corriente.....	72
3.9 Resultados de la simulación del control directo de par clásico con un motor de inducción.....	72
3.9.1 Resultados de la simulación del DTC Clásico.....	72
3.9.2 Simulación del DTC Clásico con variación de velocidad.....	78
3.9.3 Simulación del DTC Clásico con variación de velocidad y par de carga desde 0 seg.....	80
3.9.4 Resultados de la simulación del control directo de par clásico con limitador de corriente de arranque en vacio.....	83
3.9.5 Resultados de la simulación del control directo de par clásico con limitador de corriente de arranque con carga.....	85
 CAPÍTULO 4.....	
CONTROL DE LA VELOCIDAD DE UN MOTOR DE INDUCCIÓN CON DTC IMPLEMENTANDO UN LÍMITE A LA FRECUENCIA DE CONMUTACIÓN.	89
4.1 INTRODUCCIÓN.....	90
4.2 Frecuencia de conmutación.....	91
4.3 Propuesta de limitación de frecuencia de conmutación.....	92



4.4 Desarrollo del programa para la simulación con limitación de frecuencia de conmutación.....	93
4.5 Resultados obtenidos de las simulaciones.....	95
4.5.1 Simulación con parámetros base.....	95
4.5.2 Simulación aumentando ancho de banda del flujo.....	96
4.5.3 Simulación estrechando ancho de banda del flujo.....	96
4.5.4 Simulación aumentando ancho de banda del par.....	97
4.5.5 Simulación estrechando ancho de banda del par.....	98
4.5.6 Simulación con parámetros base a baja velocidad.....	99
4.5.7 Simulación con parámetros base y arranque con carga.....	100
4.6 Comparación entre DTC Clásico y DTC con limitación de frecuencia de conmutación.....	100
CAPÍTULO 5.....	104
CONTROL DIRECTO DE PAR SIN SENSOR DE VELOCIDAD	
5.1 INTRODUCCIÓN.....	105
5.2 Estimación de la velocidad mediante el cálculo del deslizamiento.....	106
5.3 Desarrollo del programa para la simulación del control directo de par sin sensor de velocidad.....	107
5.4 Resultados de la simulación del DTC sin sensor de velocidad.....	110
5.4.1 Simulación sin sensor de velocidad.....	110
5.4.2 Simulación sin sensor de velocidad aplicando variación de par de carga.....	114
CAPÍTULO 6.....	115
CONCLUSIONES	
6.1 Conclusiones.....	115



CONTENIDO

6.3 Recomendaciones para trabajos futuros.....	116
REFERENCIAS.....	117
APÉNDICE.....	
APÉNDICE A.....	125



ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 2.1. Distribución senoidal del campo magnético rotatorio.....	17
Figura 2.2 Diagrama de bloques del sistema DTC.....	20
Figura 2.3 Variación del flujo de estator en el sector (1).....	21
Figura 2.4 Vectores espaciales de voltajes instantáneos.....	24
Figura 2.5 Selección del vector de voltaje para poder controlar el Flujo del estator dentro de la banda de histéresis [31].....	25
Figura 2.6 Ancho de banda de histéresis del par.....	26
Figura 2.7 Dirección del flujo contra reloj.....	27
Figura 2.8 El flujo en dirección del reloj.....	27
Figura 2.9 Controlador de Flujo.....	28
Figura 2.10 Controlador de Par.....	30
Figura 2.11 Vectores espaciales de voltaje y su correspondiente variación en un tiempo Δt	30
Figura 2.12. Zonas del vector flujo del estator.....	32
Figura 2.13 Inversor trifásico.....	34
Figura 2.14 Diagrama de bloques del limitador de corriente de arranque.....	39
Figura 3.1 Esquema del control directo de par.....	42
Figura 3.2 Diagrama en bloques de Simulink Transformación trifásica a bifásica....	44
Figura 3.3 Graficas de voltajes, (a) Tensión trifásica, (b) Tensión bifásica.....	45
Figura 3.4 Bloque del modelo del motor de inducción	45
Figura 3.5 Bloques internos del modelo del motor de inducción.....	46
Figura 3.6 Bloque en Simulink del cálculo de la velocidad angular.....	48



Figura 3.7 Bloque de Simulink para la ecuación 3.27.....	53
Figura 3.8 Bloque de Simulink de la ecuación 3.31.....	54
Figura 3.9 Bloque de Simulink para la ecuación 3.35.....	55
Figura 3.10 Bloque de Simulink de la ecuación 3.39.....	56
Figura 3.11 Bloque de control del DTC.....	57
Figura 3.12 Bloque del cálculo del flujo de estator en α y β	58
Figura 3.13 Banda de histéresis del flujo de estator.....	59
Figura 3.14 Magnitud del flujo de estator.....	59
Figura 3.15 Control del flujo del estator.....	60
Figura 3.16 Bloque de Simulink, controlador de banda de histéresis.....	61
Figura 3.17 Banda de histéresis del par.....	62
Figura 3.18 Bloques de Simulink, Control de Par.....	63
Figura 3.19 Bloque de Simulink, controlador de banda de histéresis de par.....	64
Figura 3.20 Detección del sector del vector del flujo de estator.....	66
Figura 3.21 Bloque de Simulink, que representa el inversor.....	68
Figura 3.22 Diseño del lazo de control de velocidad.....	70
Figura 3.23 Respuesta la velocidad en rad/seg.....	71
Figura 3.24 Respuesta la velocidad en rad/seg aplicando una variación en 0.2 seg....	71
Figura 3.25 Bloque del limitador de corriente de arranque.....	72
Figura 3.26 Respuesta del Par.....	73
Figura 3.27 Magnitud del flujo de Estator.....	74
Figura 3.28 Velocidad de referencia y velocidad desarrollada del rotor.....	75
Figura 3.29 Corrientes Trifásicas.	75



Figura 3.30 Corrientes Trifásicas con carga nominal.....	76
Figura 3.31 Flujo de estator y rotor en el plano $\alpha - \beta$	77
Figura 3.32 Voltajes de línea y fase.....	77
Figura 3.33 Respuesta del Par con variación de velocidad.....	78
Figura 3.34 Respuesta de la magnitud del flujo del estator con variación de velocidad.....	78
Figura 3.35 Respuesta de las corrientes trifásicas con variación de velocidad.....	79
Figura 3.36 Acercamiento a la respuesta de las corrientes trifásicas con variación de velocidad.....	79
Figura 3.37 Respuesta de la velocidad.....	80
Figura 3.38 Respuesta del Par con par de carga aplicado al arranque	81
Figura 3.39 Respuesta de la magnitud del flujo del estator con par de carga aplicado al inicio.....	81
Figura 3.40 Respuesta de corrientes trifásicas con par de carga aplicado al arranque.	82
Figura 3.41 Respuesta de la velocidad con par de carga aplicado al arranque.....	82
Figura 3.42 Respuesta del Par con limitación de corriente de arranque.....	83
Figura 3.43 Respuesta de la magnitud del flujo del estator con limitación de corriente de arranque.....	84
Figura 3.44 Respuesta de las corrientes trifásicas con limitación de corriente de arranque.....	84
Figura 3.45 Respuesta de la velocidad con limitación de corriente de arranque.....	85
Figura 3.46 Respuesta del Par electromagnético con limitación de corriente de arranque aplicando el par de carga al arranque	86
Figura 3.47 Respuesta de la magnitud del flujo del estator con limitación de corriente de arranque aplicando el par de carga al arranque	86
Figura 3.48 Respuesta de las corrientes trifásicas con limitación de corriente de arranque aplicando el par de carga al arranque	87



Figura 3.49 Acercamiento de la respuesta de las corrientes trifásicas con limitación de corriente de arranque aplicando el par de carga al arranque	87
Figura 3.50 Respuesta de la velocidad con limitación de corriente de arranque aplicando el par de carga al arranque	88
Figura 4.1 Bloques en Simulink del control de flujo del estator.....	93
Figura 4.2 Bloques en Simulink del control de la frecuencia de conmutación, lazo flujo.....	93
Figura 4.3 Bloques en Simulink del control del par electromagnético.....	94
Figura 4.4 Bloques en Simulink del control de la frecuencia de conmutación, lazo par.....	94
Figura 4.5 Frecuencia de conmutación parámetros base.....	95
Figura 4.6 Frecuencia de conmutación aumentando ancho de banda de flujo.....	96
Figura 4.7 Frecuencia de conmutación disminuyendo ancho de banda de flujo.....	97
Figura 4.8 Frecuencia de conmutación aumentando ancho de banda de par.....	98
Figura 4.9 Frecuencia de conmutación disminuyendo ancho de banda de par.....	99
Figura 4.10 Frecuencia de conmutación a baja velocidad.....	99
Figura 4.11 Frecuencia de conmutación con par de carga aplicado en 0 seg.....	100
Figura 4.12 Respuesta del par electromagnético.....	101
Figura 4.13 Respuesta del flujo del estator.....	101
Figura 4.14 Respuesta de la velocidad.....	102
Figura 4.15 Respuesta de las corrientes trifásicas.....	102
Figura 4.16 Acercamiento a las corrientes trifásicas.....	103
Figura 4.17 Respuesta de la frecuencia de conmutación.....	103
Figura 5.1 Bloques para la estimación de velocidad.....	108
Figura 5.2 Representación a bloques de la ecuación 5.4.....	109
Figura 5.3 Representación a bloques de la ecuación 5.6.....	109



Figura 5.4 Representación a bloques de la ecuación 5.5.....	110
Figura 5.5 Respuesta par electromagnético con DTC sin sensor.....	110
Figura 5.6 Respuesta de la magnitud del flujo del estator con DTC sin sensor.....	111
Figura 5.7 Corrientes trifásicas DTC sin sensor.....	111
Figura 5.8 Respuesta de la velocidad con DTC sin sensor.....	112
Figura 5.9 Respuesta de la velocidad con DTC Clásico.....	113
Figura 5.10 Respuesta del par con DTC sin sensor.....	114
Figura 5.11 Respuesta de velocidad con DTC sin sensor.....	114



LISTA DE TABLAS

Tabla 2.1 El funcionamiento del controlador de flujo.....	29
Tabla 2.2 Funcionamiento del controlador de par.....	29
Tabla 2.3. Influencias de los vectores espaciales de voltaje sobre el flujo y el par....	31
Tabla 2.4. Vectores de estado y voltajes generados.....	32
Tabla 2.5 Tabla de conmutación optima.....	33
Tabla 2.6 Estados de los interruptores según el vector que quiere aplicar.....	37
Tabla 3.1 Sectores del plano α y β	66
Tabla 3.2 Salida binaria del bloque de selección de sector.....	67
Tabla 3.3 Tabla de conmutación optima de vectores de voltaje.....	68



NOMENCLATURA

$\psi_{r\alpha\beta}$	: Vector espacial del flujo del rotor.
$\psi_{r\alpha}$ y $\psi_{r\beta}$	: Flujo del rotor en coordenadas $\alpha - \beta$.
$\psi_{s\alpha\beta}$	: Vector espacial del flujo del estator.
$\psi_{s\alpha}$ y $\psi_{s\beta}$	: Flujo del estator en coordenadas $\alpha - \beta$.
$\bar{\psi}_s$	: Vector flujo del estator.
$\bar{\psi}_s^s$	: Vector flujo del estator en el marco de referencia del estator.
$\bar{\psi}_s^*$	: Flujo de referencia del vector flujo del estator.
$ \bar{\psi}_s $	: Magnitud del vector flujo del estator.
$\bar{\psi}_r$	: Vector flujo del rotor en el marco de referencia del rotor.
$\bar{\psi}_r'$	: Vector flujo del rotor en el marco de referencia del estator.
$v_{s\alpha\beta}$	: Vector espacial de voltaje.
$v_{s\alpha}$ y $v_{s\beta}$	: Voltajes del estator en coordenadas $\alpha - \beta$.
$\bar{v}_s$	: Vector voltaje del estator.
$\bar{v}_s^s$	: Vector voltaje del estator en el marco de referencia del estator.
$i_{s\alpha\beta}$	: Vector espacial de la corriente del estator
$i_{s\alpha}$ y $i_{s\beta}$	: Corrientes del estator en coordenadas $\alpha - \beta$.
$\bar{i}_s$	: Vector corriente del estator
$\bar{i}_s^s$	: Vector corriente del estator en el marco de referencia del estator.
L_r	: Inductancia del rotor.
L_s	: Inductancia del estator.



L_m	: Inductancia de magnetización.
ω_r	: Velocidad del rotor.
R_s	: Resistencia del estator.
R_r	: Resistencia del rotor.
σ_r	: Coeficiente de dispersión del rotor.
J	: Inercia del rotor.
T_e	: Par electromagnético desarrollado por la maquina.
T^*	: Par de referencia.
T_L	: Par de carga.
P	: Numero de pares de polos.
L_m	: Inductancia de magnetización.
ω_r	: Velocidad del rotor.
R_s	: Resistencia del estator.
W_{mech}	: Energía mecánica del motor.
θ	: Bit de Flujo.
τ	: Bit de par.
α	: Sector del vector flujo del estator.
S_a, S_b, S_c	: Estados de conmutación de los interruptores del inversor.
$\bar{S}_a, \bar{S}_b, \bar{S}_c$	
v_{as}, v_{bs}, v_{cs}	: Voltaje de fase del estator.
E	: Voltaje de corriente directa aplicado al inversor.
ΔT	: Ancho de banda de histéresis del par.
$\Delta \psi$	: Ancho de banda de histéresis del flujo.



NOMENCLATURA

PWM	: Modulación de ancho de pulso.
DTC	: Control directo de par.
DSC	: Auto control directo del par.
FOC	: Control por campo orientado.
f.e.m.	: Fuerza electromotriz



CAPITULO 1



CONTROL DIRECTO DE PAR EN UN MOTOR DE INDUCCIÓN JAULA DE ARDILLA.

1.1 INTRODUCCIÓN

El presente capítulo está dedicado a la presentación de este trabajo de tesis, su objetivo, el por qué de su elaboración, la estructura del escrito para una mejor comprensión, las aportaciones del mismo así como el estado del arte de cada área de investigación que se aborda.

1.2 OBJETIVO DE LA TESIS

Realizar el control velocidad y par en un motor de inducción por medio del Control Directo del Par (Direct Torque Control).

Eliminar el sensor de velocidad, mediante su estimación, por medio de la medición de voltajes y corrientes.

Limitar la corriente de arranque en el motor, ya que uno de los inconvenientes al aplicar el control directo de par, es la elevada corriente que se presenta al inicio.

Limitar la frecuencia de conmutación, en el control directo de par se presenta el problema de la frecuencia conmutación variable, la cual puede elevarse al valores que pueden dañar los dispositivos de electrónica de potencia.



1.3 JUSTIFICACIÓN

- **Emular el control que proporcionaban las máquinas de corriente directa ya que en dichas máquinas se tiene un control desacoplado de la velocidad y el par.**
- **El DTC desacopla el motor de inducción de una forma más sencilla y no requiere de la instalación de un sensor de velocidad en la flecha reduciendo el costo del sistema evitando las mediciones mecánicas en el rotor.**
- **Mediante la limitación de la corriente de arranque y la limitación de la frecuencia de conmutación se logra incrementar el grado de protección de los dispositivos de electrónica de potencia.**

1.4 ESTADO DEL ARTE

Es evidente que con el desarrollo de las nuevas tecnologías, tenemos a nuestra disposición Microprocesadores cada vez más rápidos y relativamente más baratos. Otro tanto ocurre con los componentes electrónicos de potencia, y los sistemas de control de los mismos. Hoy en día los accionamientos eléctricos a base de motores de inducción y convertidores ya resultan en la mayoría de los casos más ventajosos que los accionamientos de corriente continua., sobre todo si tenemos en cuenta consideraciones tales como la relación potencia/peso, aceleración, mantenimiento, ambiente de operación, velocidad de trabajo, etc. Su menor coste y la mayor robustez de la máquina son con frecuencia las razones para escoger los accionamientos con motor de inducción en aplicaciones de pequeña y mediana potencia.



El fuerte desarrollo que la electrónica de potencia ha tenido con la aparición de semiconductores de altas prestaciones y bloqueo controlado (transistores de potencia, IGBTs, GTOs), que soslayan los problemas de conmutación forzada de los tiristores, ha permitido el diseño de convertidores CC/CA con técnicas de control de ancho del impulso “PWM” que permiten una fácil regulación de sus valores de tensión, corriente y frecuencia de salida, con respuestas prácticamente instantáneas.

De esta forma, los variadores de frecuencia, que toman energía de la red y la transforman para aplicarla al motor, son cada vez más empleados en la alimentación del motor de inducción, presentando el conjunto convertidor-motor ventajas por el bajo mantenimiento, el tamaño compacto y la fácil regulación a elevadas velocidades.

Siendo el par y el flujo del motor de inducción funciones de la tensión y de la frecuencia del estator, los métodos convencionales de control V/F que intentan mantener el flujo constante permiten sólo lentas respuestas de par en el eje de la máquina. Para mejorarlas, el control debe considerar por separado las variables flujo y par, desacoplándolas para su regulación.

Los sistemas de control vectorial o bien de campo orientado y el control directo del par (DTC) realizan esta separación. Permiten al motor de inducción alcanzar prestaciones semejantes a las del motor de corriente continua. Esta característica unida a su bajo costo y a su poco mantenimiento, hacen que estos motores se estén imponiendo en las aplicaciones industriales como servomotores. En el control directo del par, el motor y el ondulator forman prácticamente una unidad y todos los procesos de conmutación del ondulator dependen del estado electromagnético del motor. Por esta razón, el sistema DTC permite controlar rápida y flexiblemente los motores trifásicos, obteniéndose un tiempo de respuesta del par sumamente corto con respecto al control vectorial.



Por tanto, estos sistemas de control requieren para su desarrollo de un modelo de la máquina que haga accesibles las variables de estado que se quieren controlar: flujo, par, corrientes, deslizamiento, etc. Para ello, se necesita un conocimiento exacto de la velocidad y posición del rotor, y una perfecta sintonía entre el modelo y el motor real.

1.4.1 Estado actual del conocimiento

Las referencias consultadas se pueden agrupar básicamente en cuatro grupos:

- Sistemas clásicos de control,
- Sistemas clásicos de flujo orientado,
- Sistemas de control directo del par,

1.4.2 Sistemas clásicos de control

Este grupo corresponde a las referencias [69-91], que utilizan y explican diferentes tipos de inversores de fuente de tensión o fuente de corriente, controladores de corriente o de tensión y el tipo de control: circuito electrónico, microprocesador, microordenador y/o ordenador.

A continuación se presenta en forma resumida las características esenciales de estos trabajos.

- El trabajo presentado por Moffat, Paresh Sen, Younker y Mohamed Bayoumi [69] estudia el control de velocidad para un motor de inducción usando un ciclo de bloqueo de fase digital. Los ciclos de bloqueo de fase fueron desarrollados en los años 30 y desde entonces se han usado ampliamente en los sistemas de comunicación.



- Hasmukh Patel y Richard Hof [70] presentan métodos teóricos para eliminar armónicos de las formas de onda del inversor, desarrollando métodos generalizados para eliminar un número fijo de armónicos en la forma de onda de salida de los inversores de medio puente y puente completo, y presentan soluciones para eliminar hasta cinco armónicos.
- También Hasmukh Patel y Richard Hof [71] presentan métodos teóricos de control de la tensión para medio puente y puente completo del inversor basado en los resultados presentados en [70]. Asimismo, obtienen resultados analíticos por el método de la modulación de ancho de pulso (PWM) y presenta el control simétrico de tensión.
- Plunkett [72] explica el método de control de ancho del pulso “PWM” de la fuente de tensión para minimizar el pico de la corriente de la salida.

Las referencias [73-76 y 80] estudian la implementación mediante microprocesador de las estrategias de interrupción PWM óptimas y muestran los aspectos especiales, las características y las ventajas de varias configuraciones de microprocesador. Se desarrollan detalladamente todas las técnicas necesarias para el microprocesador, tanto el software, como el hardware y los algoritmos necesarios para la implementación y generación de la estrategia PWM óptima en línea y en tiempo real.

Las referencias [77 y 78] estudian la implementación del microcontrolador para controlar el inversor con técnica digital. Los estados de las interrupciones del inversor relativos a un número limitado de niveles de armónicos de la tensión de salida, se guardan en la memoria del microcontrolador. Esto permite que la salida de la tensión del inversor tome un rango continuo de valores y que el microcontrolador opere en tiempo real, cosa necesaria cuando la memoria tenga capacidad reducida.



- Lataire, Venlet y Kaczmarech [79] explican, usando un simple circuito técnico de muestra, un generador de bajo costo PWM polifásico. Posteriormente describen los requerimientos del generador PWM y muestran con datos experimentales cómo éstos son cumplidos por el prototipo.
- Kadhim, Rezak y O'Kelly [80] muestran un sistema basado en un microprocesador para el cálculo en línea de los ángulos de disparo, que posee una gran flexibilidad y versatilidad.
- Nabae, Ogasawara y Akagi [81] explican un esquema de control de corriente para inversores PWM. Este esquema tiene una rápida respuesta de la corriente en estado transitorio y un bajo contenido de armónicos en estado estacionario.
- Hombu, Ueda S. y Ueda A. [82] presentan el uso de un inversor con tiristores GTO y técnicas con modulación del ancho del impulso, PWM, en la parte del rectificador, las cuales hacen que las formas de las ondas de la corriente de entrada sean senoidales y que la tensión del lazo de corriente continua, se pueda regular en un amplio margen.
- En el trabajo presentado por Ching- Tsai Pan y Ting-Yu Chang [83] se investiga un controlador por corriente de histéresis mejorado para reducir la frecuencia de las interrupciones. Dicho controlador coordina las conmutaciones de los interruptores trifásicos en el plano de referencia d-q.

Los trabajos [84-86] presentan varios esquemas del controlador de corriente del inversor PWM. En estos esquemas, el modo de control se varía de acuerdo a las condiciones de operación para optimizar el comportamiento estático y dinámico del sistema. En tales sistemas el controlador de corriente tiene influencia directa en el comportamiento del sistema y su diseño requiere de consideraciones particulares.



- Holtz J. [87] explica las generalidades de la modulación de ancho de pulso PWM de los inversores.
- El trabajo presentado por Kawakami, y otros autores [88] describe un método de control PWM para equilibrar dos unidades del inversor de la corriente y para reducir la distorsión de la corriente de motores en un inversor. Mediante un control de campo orientado, con control del desacoplamiento entre el par y las corrientes de excitación, y el control directo de las corrientes trifásicas de corriente alterna, se logra una alta velocidad de respuesta.
- Halász y otros autores [89] muestran que el inversor de tres niveles tiene una estrategia óptima en todas las regiones de la velocidad, diferenciándose de la estrategia de dos niveles.
- Orille A. L., Sowilam G. M. A. y Bargalló R. [90] presentan un esquema generalizado de una fuente de tensión PWM. Este esquema permite cuatro posibilidades: PWM, controlador de corriente de histéresis, controlador de corriente de histéresis mejorado y ondas de tensión programada por software mediante un ordenador.

1.4.3 Sistemas clásicos de flujo orientado

Los accionamientos con servomotores de inducción requieren un buen comportamiento dinámico en un amplio rango de velocidades. Esquemas de control tales como el control de campo orientado (FOC), aplicado a los motores de inducción logran este objetivo a base de desacoplar la corriente del estator en dos componentes controlables independientemente, una de las cuales es responsable de la producción de flujo y la otra del par [91-101]. A continuación se presentan en forma resumida las características esenciales de estos trabajos.



- Sudrià, March y Bergas [91] presentan el desarrollo de un control vectorial de la máquina de inducción.
- Los trabajos presentados por Atkinson [92] y Brass y Mecrow [93] investigan la implementación del sistema de control vectorial e implementan los algoritmos del estimador de estado usando los datos experimentales de un motor de inducción alimentado desde un inversor.
- Chang y Yeh [94] presentan un método de control de campo orientado sin sensores de la corriente del estator.
- Umanand y Bhat [95] presentan un sistema de control vectorial para motores de inducción el cual tiene múltiples entradas y múltiples salidas. Usando técnicas de control moderno se pueden cerrar simultáneamente todos los lazos de realimentación y adicionalmente obtener ganancias óptimas para los controladores.
- Williamson y Healey [96], se discute el uso del control orientado por campo magnetizante como base en los controladores vectoriales que emplean este modelo y se describe en detalle la representación del modelo en vectores espaciales.
- El trabajo [97] presenta el control de la máquina de inducción en coordenadas del campo usando procesamiento en paralelo de las señales.
- Liaw, Kuei-Hsiang y Faa-Jeng Lin [98] hacen el diseño y la implementación de un controlador adaptativo con modelo de referencia discreta para lograr que el sistema de control del motor de inducción por orientación de campo sea insensible al cambio de parámetros.



- El trabajo presentado por Malesani, Tomasin y Toigo [99] investiga el análisis del comportamiento de los esquemas de modulación usuales para la conmutación por software de los inversores de onda cuadrada de tensión “VSI” cuasi-resonantes.
- Yamamoto y Shinohara [100] presentan un PWM generado por el método de la modulación de vectores espaciales comparándolo con lo generado por el método de subarmónico en el motor de corriente alterna de imanes permanentes alimentado con inversores con PWM con controlador de corriente.
- El trabajo presentado por De Doncker, Profumo, Pastorelli y Ferraris [101] explica el principio universal del controlador de campo orientado (UFO).
- El estudio presentado por Noguchi, Kondo y Takahashi [102] proponen una nueva estrategia de control de par para el motor de inducción que es robusto frente a las variaciones de la resistencia estática. El principio de la estrategia se basa en el control de campo orientado con realimentación de flujo.

1.4.4 Sistemas de control directo del par (DTC)

El esquema de control propuesto en [2] se conoce como control directo del par (DTC). En este esquema, el valor instantáneo del flujo del estator y el par electromagnético se calculan de tan solo las variables del estator (corrientes y tensiones del estator). Estas variables pueden controlarse directamente mediante la selección óptima de los interruptores del inversor dados por una tabla. Esta selección se realiza de tal forma que restringe los errores entre los valores reales y los fijados para el flujo del estator y el par dentro de una banda de histéresis, que permite determinar el vector de tensión óptimo del inversor y obtener un control del par más rápido. El DTC ofrece importantes ventajas respecto al control vectorial. La estructura de control es mucho más simple, requiriendo solo un par de controladores de histéresis.



- Los primeros trabajos del control directo de par (DTC) se presentan en las referencias [2], [15], [16], [19] [20], [21]. Estos explican como el DTC tiene una respuesta más rápida y una eficiencia más alta que el control vectorial. Este sistema necesita sólo los comandos del par electromagnético, flujo del estator y la tabla de conmutación para definir el vector de estado del inversor. Es por ello, por lo que este sistema tiene una respuesta del par más rápida que el sistema de control vectorial.
- El trabajo presentado por Habetler, Divan [17] estudia un esquema por control directo del par usando inversores de modulación del ancho del pulso tal como el inversor con el lazo de corriente continua.
- Casadei, Grandi y Serra [18] hacen un control del par de un motor de inducción por campo orientado del rotor basado en las componentes de campo del estator como variables de control, sin necesidad de un sensor de velocidad.
- El estudio presentado por Griva, Habetler, Profumo y Pastorelli [22] investiga el funcionamiento del control directo del par cuando está se operando en condiciones transitorias y de sobremodulación o en la región de transición al funcionamiento en seis pasos.
- La referencia [23] propone un modelo de tensión/corriente con lazo de realimentación interna el cual permite obtener un buen comportamiento del accionamiento por campo orientado en todo el rango de la velocidad, excepto para un área pequeña cerca al cero de la velocidad del flujo.
- Donescu, Griva y Profumo [24] proponen una estrategia nueva de control vectorial de la corriente para un sistema de control del par de campo orientado.



- El trabajo de Bird y Zelaya de la Parra [25] presenta dos técnicas de estimación del flujo del estator y las comparan experimentalmente. La primera usa un integrador retardado para resolver la ecuación del flujo del estator, y la segunda está basada en el observador de Luenberger. Los resultados prácticos mostraron que el observador de Luenberger ofrece una mayor robustez a la variación de parámetros.
- Mash, N. J. [26] hace un resumen del control directo del par. Presenta una breve descripción del sistema de accionamiento de corriente continua, el control de la frecuencia escalar, el control vectorial del campo y por fin el control directo del par.

1.5 APORTACIONES DE LA TESIS

- A. Limitador de corriente de arranque.**
- B. Control de límite de frecuencia de conmutación del inversor.**
- C. Control de velocidad de un motor sin sensor de velocidad.**



1.6 ESTRUCTURA DEL TRABAJO DE LA TESIS

En el capítulo 1 se define la descripción del problema, el objetivo de la tesis, el estado del arte, la justificación y la estructura del trabajo de tesis.

En el capítulo 2 se presenta los principios del sistema de control directo de par, así como descripción del funcionamiento del mismo.

En el capítulo 3 se muestra la programación del DTC para un motor de inducción mediante el empleo de la herramienta computacional Matlab® Simulink® versión 2006Ra.

En el capítulo 4 se muestra la programación del DTC para un motor de inducción implementando un control para la frecuencia de conmutación del inversor.

En el capítulo 5 se muestra la programación del DTC sin sensor de velocidad (Sensorless) para un motor de inducción el cual consiste en estimar la velocidad del rotor mediante el cálculo de la velocidad síncrona y la velocidad de deslizamiento.

En el capítulo 6 se presentan las conclusiones y las recomendaciones para trabajos futuros y las aportaciones de esta tesis.

Finalmente se anexan las referencias que se utilizaron para la recopilación de la información que se requiere para el desarrollo de esta tesis y además los apéndices.



CAPITULO 2



CONTROL DIRECTO DE PAR EN UN MOTOR DE INDUCCIÓN.

2.1 INTRODUCCIÓN

Debido a su robustez, las máquinas eléctricas de inducción son en la actualidad uno de los elementos más importantes en los accionamientos eléctricos modernos. Inicialmente se desarrollaron los métodos escalares para controlar estas máquinas. La respuesta transitoria obtenida con ellos es pobre, o sea insatisfactoria, debido a que este control no regula separadamente y adecuadamente tanto el flujo como el par del motor. Por este motivo, no es aconsejable el empleo de los métodos de control escalar en los accionamientos a los que se les exige elevadas prestaciones dinámicas. No obstante, la evolución tecnológica a partir de los ochenta pudo resolver esta dificultad mediante el desarrollo del control vectorial o del campo orientado, que han mejorado el comportamiento transitorio de las máquinas de inducción lo que permite obtener la máxima eficiencia. Sin embargo, su comportamiento va empeorando a medida que se producen variaciones en los parámetros de la máquina. Por este motivo, para obtener un buen comportamiento dinámico del accionamiento eléctrico es necesario que se realice una actualización del valor de los parámetros en tiempo real en el control [1].

A mediados de los ochentas, las investigaciones en el campo del control de los accionamientos eléctricos fueron concentradas hacia el desarrollo una nueva estrategia de control (DTC) que ofrece una respuesta muy rápida del par y un comportamiento dinámico muy alto, utilizando un modelo más sencillo que el requerido en el control de campo orientado [2]-[3].



2.2 MOTOR DE INDUCCIÓN

Los motores asíncronos o de inducción, son prácticamente motores trifásicos. Están basados en el accionamiento de una masa metálica por la acción de un campo giratorio.

Están formados por dos armaduras con campos giratorios coaxiales: una es fija, y la otra móvil. También se les llama, respectivamente, estator y rotor [36].

El devanado del rotor, que conduce la corriente alterna que se produce por inducción desde el devanado del estator conectado directamente, consiste de conductores de cobre o aluminio vaciados en un rotor de laminaciones de acero. Se instalan anillos terminales de cortocircuito en ambos extremos de la “jaula de ardilla” o bien en uno de los extremos en el caso del rotor devanado [37].

Los motores de inducción de rotor devanado son menos utilizados, debido a su mayor costo, y a que requieren de más mantenimiento que los de jaula de ardilla.

2.2.1 PRINCIPIO DE OPERACIÓN DEL MOTOR DE INDUCCIÓN.

2.2.1.1 Producción del campo magnético rotatorio.

Debido a que el sistema eléctrico industrial utiliza fuentes trifásicas de energía, la máquina de inducción se construye normalmente con tres devanados, distribuidos y desfasados espacialmente 120° . En cada una de las tres bobinas desfasadas espacialmente, se inyectan corrientes alternas senoidales desfasadas en el tiempo 120° unas de otras [38].

Cada bobina produce un campo magnético estático en el espacio. La amplitud de este campo se encuentra en la dirección del eje magnético de la bobina y varía senoidalmente en el tiempo. La combinación de los campos pulsantes producidos por las tres corrientes desfasadas temporalmente, circulando por las tres bobinas desfasadas espacialmente.



Se traduce en un campo magnético distribuido senoidalmente en el espacio, que rota a la velocidad de variación de las corrientes en el tiempo (figura 2.1) [38].

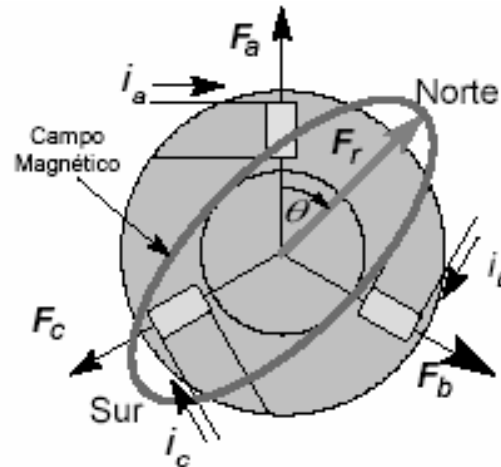


Figura 2.1. Distribución senoidal del campo magnético rotatorio [38].

Puesto que el periodo o intervalo de tiempo de la variación senoidal de la corriente es el mismo en los conductores, la velocidad del campo magnético rotatorio (S), varía directamente con la frecuencia (f), pero inversamente con el número de polos (P):

$$s = \frac{120f}{P} = \frac{120f}{2n} \quad (2.1)$$

Ya que el número de polos sólo depende de n, o sea el devanado que se emplee, la velocidad es en realidad una función de la frecuencia [37].

2.2.1.2 Desarrollo del par inducido.

Cuando se aplican al estator un conjunto trifásico de voltajes, se generan un conjunto de corrientes trifásicas que producen un campo magnético B_s que rota en dirección contraria a las manecillas del reloj. Éste induce voltaje en las barras del rotor, y este voltaje está dado por la ecuación 2.2.



$$e_{ind} = (v \times B) \cdot l \quad (2.2)$$

en donde v es la velocidad de la barra, relativa al campo magnético; B es el vector de densidad de flujo magnético; y l , la longitud del conductor en el campo magnético.

El movimiento relativo del rotor con respecto al campo magnético del estator (B_s) induce voltaje en una barra del rotor. El flujo magnético del rotor produce un campo magnético del rotor B_R . El par en la máquina, τ_{ind} , está dado por:

$$\tau_{ind} = k B_R \times B_s \quad (2.3)$$

La dirección es en sentido contrario a las manecillas del reloj, por lo tanto el rotor se acelera en esa dirección. En operación normal, los campos magnéticos del estator y del rotor giran a la velocidad sincrónica, mientras que el rotor gira a una velocidad menor [39].

2.2.1.3 Deslizamiento de la máquina de inducción.

El deslizamiento de una máquina de inducción, se define como la velocidad relativa entre el campo magnético producido por las corrientes inyectadas en el estator y la velocidad mecánica del rotor, por unidad de la velocidad del campo:

$$s = \frac{(S - S_r) \times 100}{S} \quad (2.4)$$

Siendo s el porcentaje de deslizamiento para fines de cálculo. S es la velocidad sincrónica ($120f/P$) en rpm del campo magnético rotatorio producida por el estator; y S_r es la velocidad del rotor en rpm [37].



En general, a la velocidad del campo se le denomina velocidad síncrona de la máquina, y el deslizamiento indica qué tan cerca se encuentra la máquina de esta velocidad. Si el rotor de la máquina gira a una velocidad mayor que la síncrona, el deslizamiento se hace negativo. Cuando se conocen todos los parámetros del modelo de una máquina de inducción y la fuente de alimentación, el deslizamiento determina el punto de operación. Por esta razón se utiliza esta variable para definir el estado de la máquina [38].

2.3 PRINCIPIOS DEL CONTROL DIRECTO DEL PAR (DTC)

El control directo del par (DTC) está basado en la teoría de la regulación de campo orientada de las máquinas de campo giratorio y de la autorregulación [15] a [26].

La idea básica del DTC es calcular los valores instantáneos del par y del flujo a partir de las variables del estator de la máquina [4]. El par y el flujo se controlan directamente y de forma independiente mediante la selección óptima de los estados de conmutación del inversor y limitando los errores del flujo y del par mediante controladores histéresis del flujo y del par.

Sus principales características son las siguientes [5]-[6]:

- Control directo del par y control directo del flujo del estator.
- Control indirecto de las corrientes y voltajes del estator.
- Flujos y corrientes del estator aproximadamente senoidales.
- Alta dinámica de rendimiento incluso a rotor bloqueado.

En la figura 2.2 se muestra el diagrama de bloque básico del DTC.

La estrategia del DTC es clara. El par del motor se controla efectivamente con la rotación del vector del flujo del estator utilizando estados de conmutación adecuados. Igualmente la magnitud del vector del flujo de estator se controla, con la utilización de estado de conmutación del inversor. Este valor se puede cambiar según los requisitos de la consigna del flujo.



Los detalles del funcionamiento se pueden obtener con la ayuda de las figuras 2.2 y 2.3. Según la figura 2.2, los valores calculados del par y del flujo se comparan con sus valores de referencia. Los errores entran en los controladores de histéresis. Sus salidas son señales lógicas de valores discretos 1 y 0 que se aplican a la tabla de conmutación que elige uno de los ocho estados posibles del vector espacial de la tensión del inversor [7].

En la figura 2.3 se muestra la variación del flujo de estator en el sector 1 y se observa que si se quiere aumentar el valor del flujo se tiene que aplicar un vector de voltaje que satisfaga esta condición, por ejemplo si se está girando en sentido de las manecillas del reloj se tendría que aplicar un vector de voltaje V_6 para que aumente el flujo.

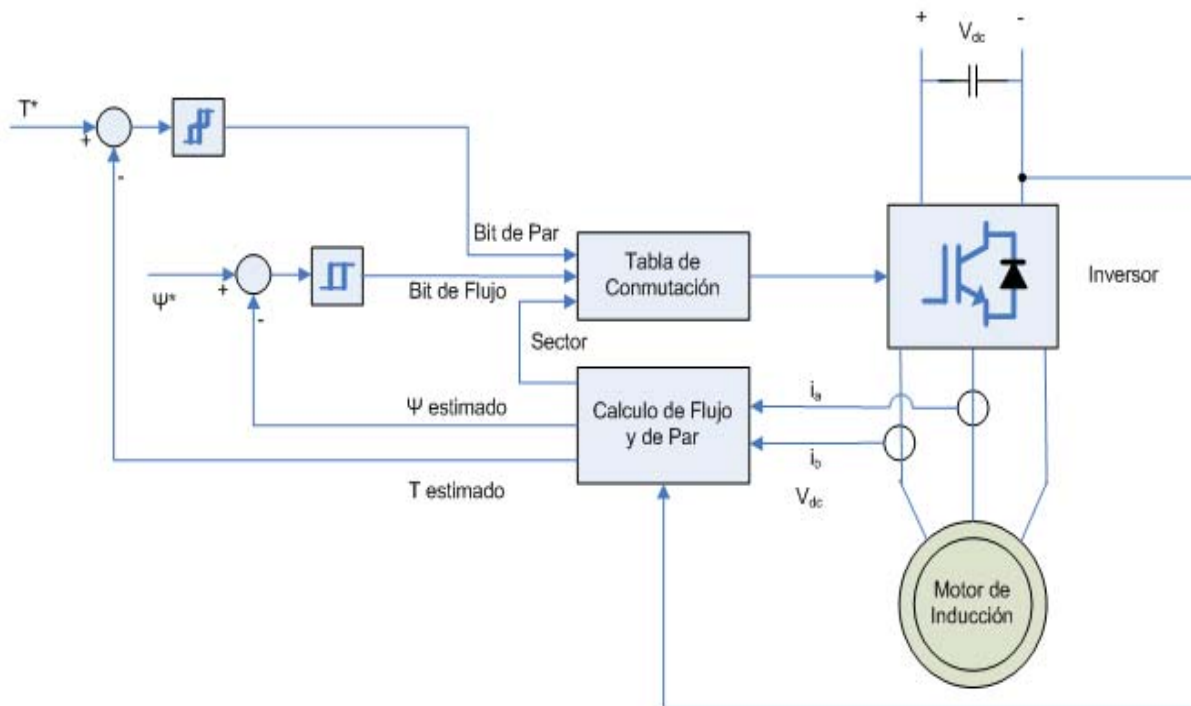


Figura 2.2 Diagrama de bloques del sistema DTC.

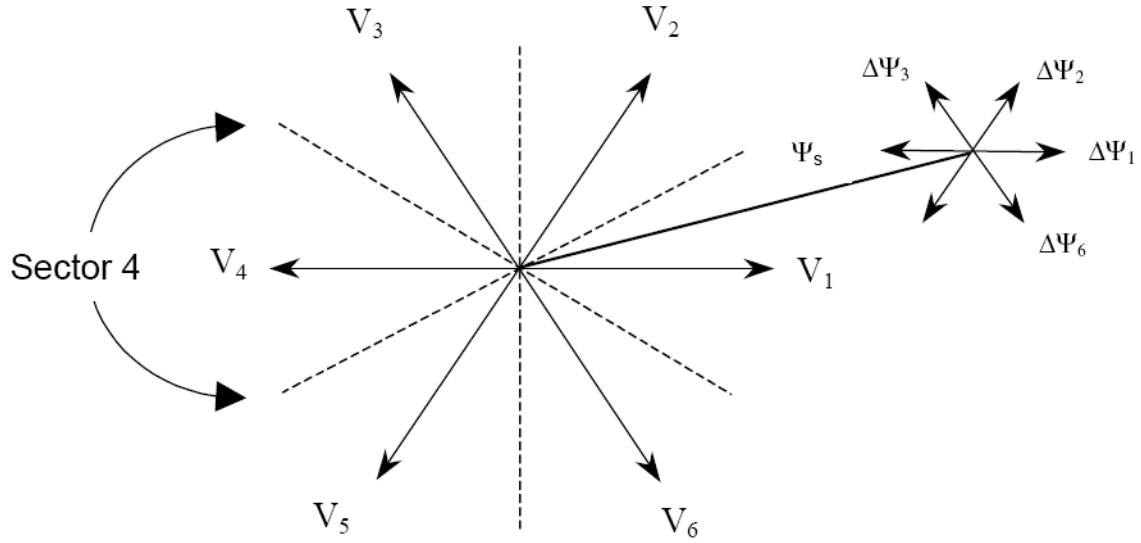


Figura 2.3 Variación del flujo de estator en el sector (1).

2.4 MODELO DEL MOTOR DE INDUCCIÓN

El modelo del motor de inducción en el marco de referencia estacionario $\alpha - \beta$ está dado por medio de las ecuaciones 2.5, 2.6, 2.7, 2.8 y 2.9 [8].

La ecuación 2.5 se refiere al cálculo del flujo del estator, la ecuación 2.6 se refiere al cálculo del flujo del rotor, la ecuación 2.7 se refiere al cálculo del flujo del estator, en términos de las inductancias de rotor, estator y mutua, la ecuación 2.8 se refiere al cálculo de la velocidad y la ecuación 2.9 permite el cálculo del par electromagnético.

$$\frac{d\psi_{s\alpha\beta}}{dt} = v_{s\alpha\beta} - R_s i_{s\alpha\beta} \quad (2.5)$$



$$\frac{d\psi_{r\alpha\beta}}{dt} = -\left(\frac{1}{\tau_r} - j\omega_r\right)\psi_{r\alpha\beta} + \frac{L_m}{\tau_r}L_m i_{s\alpha\beta} \quad (2.6)$$

$$\psi_{s\alpha\beta} = \frac{L_m}{L_r}\psi_{r\alpha\beta} + \sigma L_s i_{s\alpha\beta} \quad (2.7)$$

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{P}{J}(T_e - T_L) - \frac{R_w \omega_r}{J} \quad (2.8)$$

$$T_e = \frac{3}{2}P \frac{L_m}{L_r}(\psi_{r\alpha} i_{s\beta} - \psi_{r\beta} i_{s\alpha}) \quad (2.9)$$

Donde:

$$\psi_{s\alpha\beta} = \psi_{s\alpha} + j\psi_{s\beta} \quad (2.10)$$

$$\psi_{r\alpha\beta} = \psi_{r\alpha} + j\psi_{r\beta} \quad (2.11)$$

$$i_{s\alpha\beta} = i_{s\alpha} + ji_{s\beta} \quad (2.12)$$

$$i_{r\alpha\beta} = i_{r\alpha} + ji_{r\beta} \quad (2.13)$$

2.5 ECUACIONES DEL FLUJO Y DEL PAR.

El vector espacial del flujo se obtiene mediante la integración de la f.e.m del motor [2]:

$$\overline{\psi}_s = \int (\overline{V}_s - R_s \overline{I}_s) dt \quad (2.14)$$

El par electromagnético se puede calcular mediante la ecuación 2.15 [9]-[10]:

$$T_e = \frac{3}{2}P \overline{\psi}_s \times \overline{i}_s \quad (2.15)$$



El vector espacial de la tensión se calcula utilizando el valor medido de la tensión del bus de corriente directa V_{dc} (por medio de un sensor de efecto Hall) y la información de las señales S_a , S_b y S_c generadas por el sistema de control para conmutar los interruptores del inversor [11]-[12]-[13].

$$\overline{V}_s = \frac{2}{3} V_{dc} \left[S_a + e^{j\frac{2\pi}{3}} S_b + e^{j\frac{4\pi}{3}} S_c \right] \quad (2.16)$$

El vector espacial de la corriente del estator se calcula a partir de los valores de las corrientes del motor i_a , i_b e i_c , tal y como se muestra en la ecuación 2.17.

$$\overline{I}_s = \frac{2}{3} \left[i_a + e^{j\frac{2\pi}{3}} i_b + e^{j\frac{4\pi}{3}} i_c \right] \quad (2.17)$$

Durante los intervalos de conmutación, cada vector $V_0(0,0,0), \dots, V_7(1,1,1)$, (Tabla 2.6), son de magnitud constante, de esta forma si se sustituye la ecuación 2.16 en la 2.14, se puede expresar el flujo de la forma:

$$\overline{\psi}_s = \frac{2}{3} V_{dc} \left[S_a + e^{j\frac{2\pi}{3}} S_b + e^{j\frac{4\pi}{3}} S_c \right] t - R_s \int \overline{I}_s dt + \overline{\psi}_s \Big|_{t=0} \quad (2.18)$$

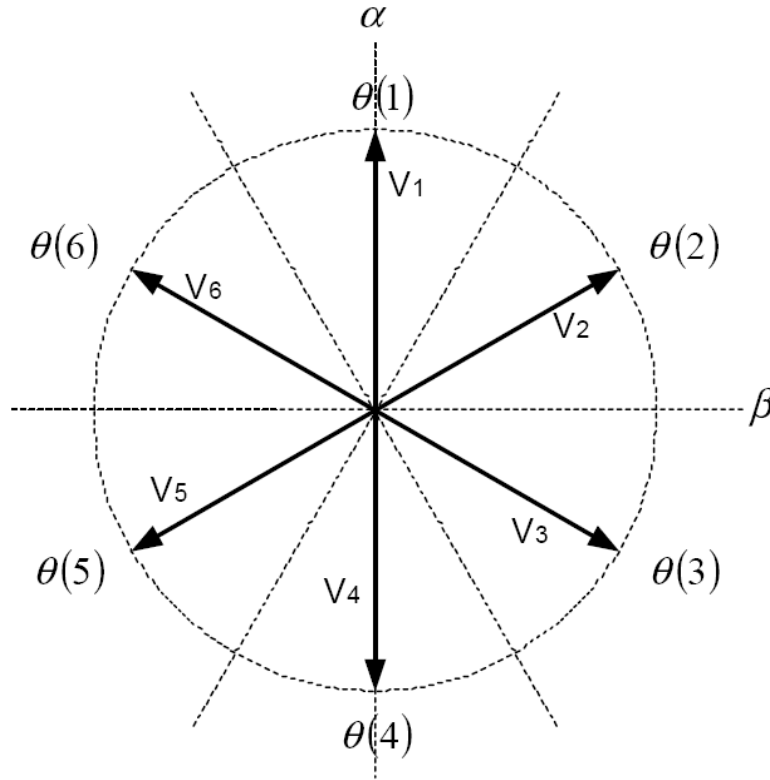


Figura 2.4 Vectores espaciales de voltajes instantáneos

Como la caída de voltaje en el devanado del estator es pequeña entonces se puede despreciar y se puede asumir que la trayectoria del $\overline{\psi}_s$ se mueve en la dirección del voltaje aplicado por el inversor (Ecuación 2.19), es decir [14]:

$$\overline{V}_s \cong \frac{d\overline{\psi}_s}{dt} \quad \text{Ó} \quad d\overline{\psi}_s \cong \overline{V}_s dt \quad (2.19)$$

La estimación del flujo y del par se realiza con las fórmulas anteriores. Para el control directo de par se requiere de un bit de par, un bit de flujo y un bit de selección de sector. El bit de flujo se calcula mediante la diferencia entre la magnitud de flujo desarrollado y la magnitud de flujo de referencia, el valor que se obtiene de la diferencia es el error que se debe de mantener dentro de los límites del ancho de banda establecido $\Delta\psi_s$ [27].

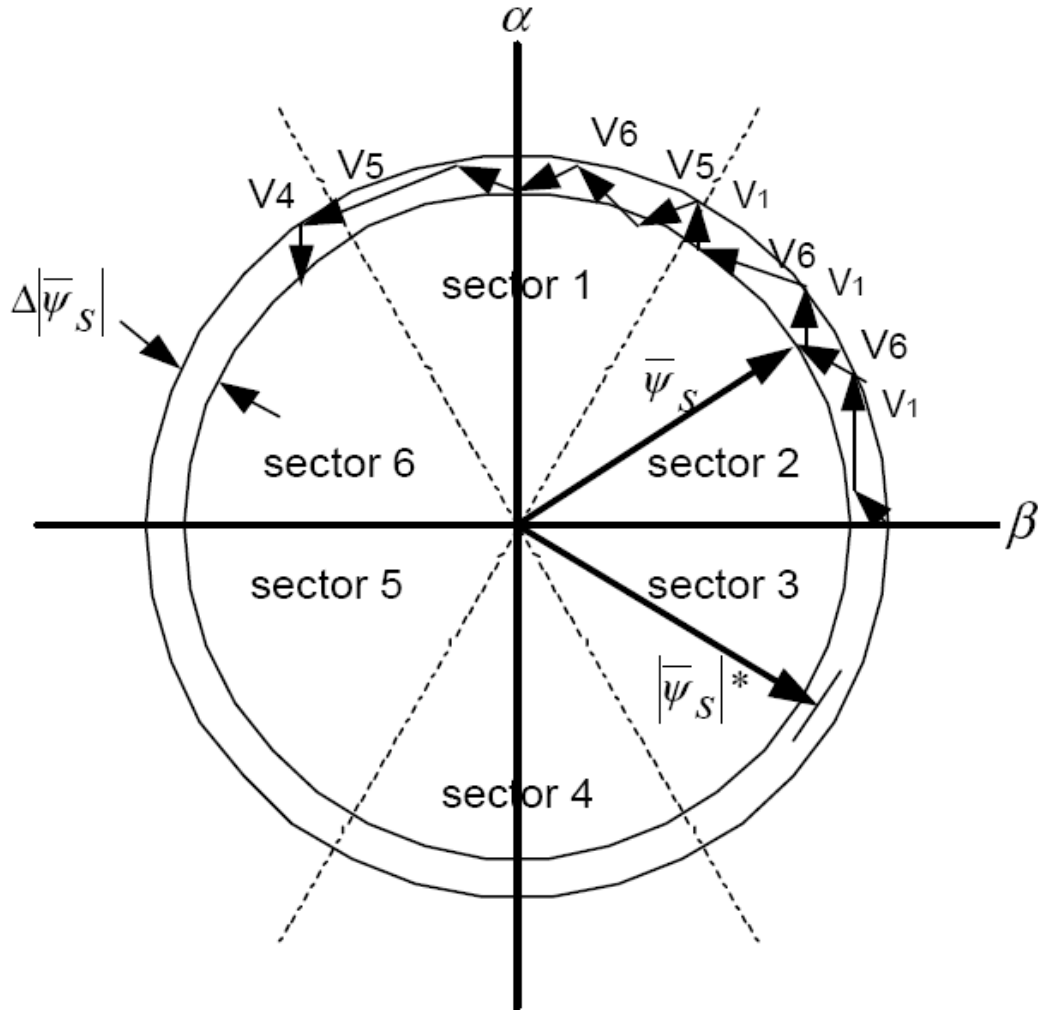


Figura 2.5 Selección del vector de voltaje para poder controlar el Flujo del estator dentro de la banda de histéresis [31].

En la figura 2.5 se muestra el comportamiento del flujo del estator, si se requiere aumentar el flujo se busca un vector de tensión que aumente dicho flujo, por ejemplo si se comienza en el sector 2 y se quiere aumentar el flujo se le aplica un vector que haga que aumente. En la figura 2.4 se muestran los vectores espaciales de voltajes y para este caso se aplicaría el vector V1 debido a que este hace que aumente el flujo, también el vector V2 podría aumentar el flujo pero lo haría de manera súbita (que ocasionaría una respuesta más rápida únicamente); por esto se aplica el vector V1 y de esta manera el aumento se hace de una manera más amortiguada.



Para el caso que se requiera disminuir el flujo, se aplica un vector de voltaje que lo disminuya, para el caso de la figura 2.5 el vector que disminuye el flujo es el vector 6, debido que al aplicarlo se dirige hacia la parte inferior de la diferencia de flujo; si se aplicara otro vector V_1 no disminuiría debido a que estaría por fuera del ancho de banda del flujo, y se debe aplicar el vector V_6 porque se está manejando en sentido contrario a las manecillas del reloj. Y así sucesivamente para que se complete el ciclo si se quiere mantener la magnitud del flujo dentro de la banda de histéresis.

Para el control de par electromagnético también se requiere de una banda de histéresis cuya entrada es la diferencia entre el par de referencia y el par electromagnético estimado, el error que se obtiene de esta diferencia debe de estar dentro de los límites del ancho de banda establecido ΔT [2].

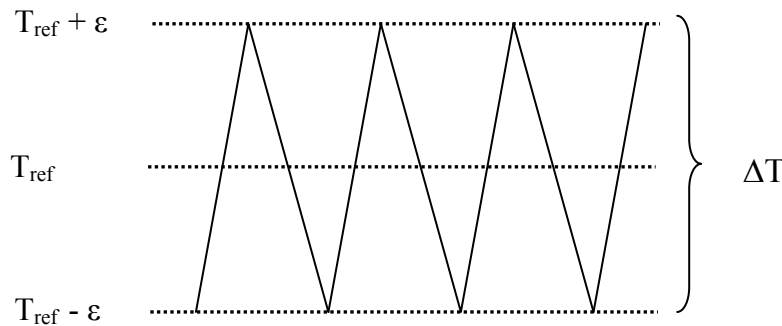


Figura 2.6 Ancho de banda de histéresis del par.

En la figura 2.6 se observa el comportamiento del par electromagnético dentro del ancho de banda de histéresis, se muestra como se tiene un valor T de referencia del cual se va a tomar un límite superior y un límite inferior para formar la ΔT y que el valor del par se mantenga dentro de este ancho de banda, por lo consiguiente, cuando el par llega al límite inferior se aplica un vector de voltaje activo para aumentar el par sin embargo si se requiere disminuir el par se aplica un vector de voltaje cero.



Cuando el flujo gira en sentido de las manecillas del reloj entonces se le aplican los vectores activos que satisfagan la operación seleccionándolos alternadamente para satisfacer la operación deseada ya sea aumentar o reducir el par [28].

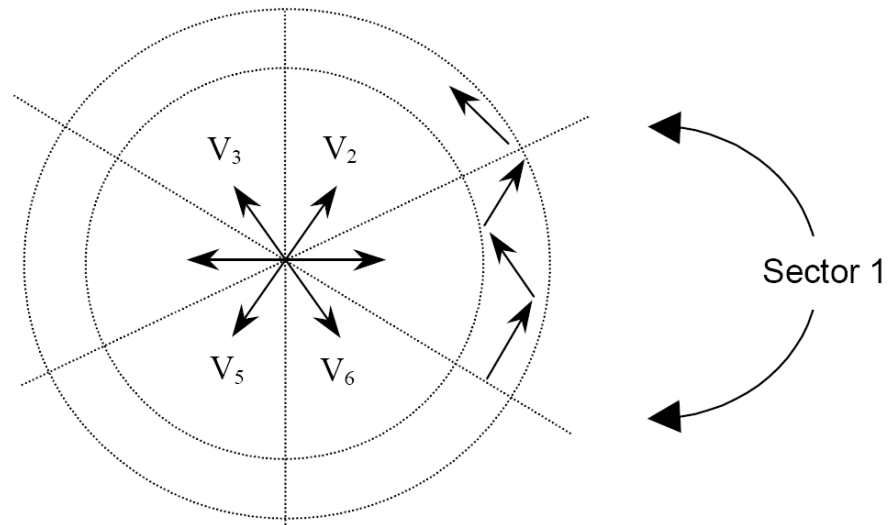


Figura 2.7 Dirección del flujo contra reloj [28].

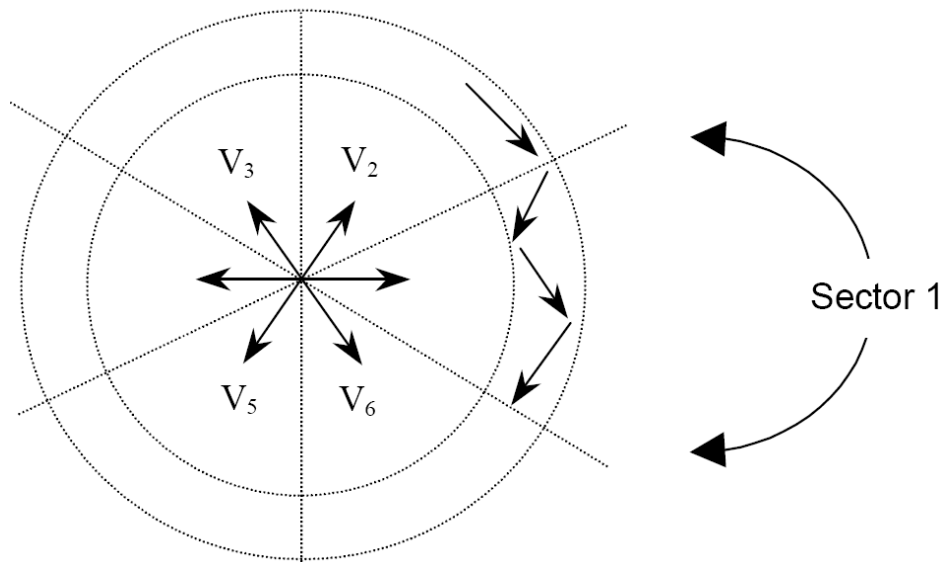


Figura 2.8 El flujo en dirección del reloj [28].



En la figura 2.7 se muestra que dirección toma el flujo si se toma un sentido contrarreloj para poder variar la velocidad del motor, se debe saber el sentido del flujo y el sector donde está en ese instante como se muestra en la figura 2.5. También se puede emplear el sentido a las manecillas del reloj como se muestra en la figura 2.8 igualmente se tiene que saber la posición del flujo para saber que vector aplicar si se quiere aumentar o disminuir el flujo.

2.6 CONTROL DEL PAR ELECTROMAGNÉTICO Y DEL FLUJO DEL ESTATOR.

Como se mencionó anteriormente el flujo de estator y el par electromagnético se controlan por dos controladores de histéresis. Los errores de $|\bar{\psi}_s|$ y T son detectados y digitalizados por controladores de histéresis de dos y tres niveles respectivamente [29].

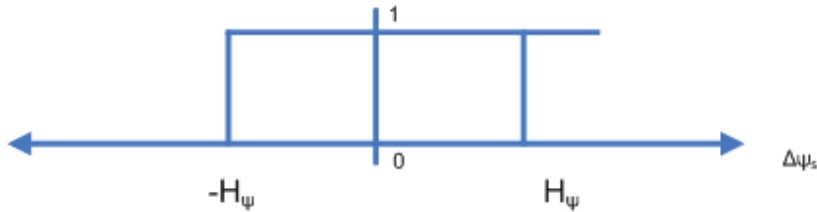


Figura 2.9 Controlador de Flujo.

Como se muestra en la figura 2.9, el controlador de flujo cuenta con dos niveles, esto quiere decir que el error debe permanecer dentro de los límites de la banda de histéresis de ancho $\Delta|\bar{\psi}_s|$, si el valor del flujo rebasa el valor de $\Delta|\bar{\psi}_s|$ a la salida se tiene un 1, si el valor de el flujo está por debajo de $\Delta|\bar{\psi}_s|$ entonces a la salida del controlador se va a tener un 0, esto quiere decir que si el flujo rebasa los límites del ancho de banda el controlador va a mandar un cero o un uno si se requiere modificar el flujo para mantener el valor dentro del ancho de banda de histéresis (ver tabla 2.1) [29][30].



Tabla 2.1 El funcionamiento del controlador de flujo.

Condición	Salida del controlador
$\Delta\psi_s \geq +H\psi$	<i>Bit de Flujo = 1</i>
$\Delta\psi_s \leq -H\psi$	<i>Bit de Flujo = 0</i>
$ \Delta\psi_s < +H\psi$ $ \Delta\psi_s > -H\psi$	<i>Mantiene Bit de Flujo</i>

El controlador de par consta de tres niveles, como se muestra en la figura 2.10, su operación depende del valor del error del par el cual debe permanecer dentro de los niveles establecidos ΔT . Si el valor del par es mayor que el valor límite superior de la banda, manda como señal un 1 y si se encuentra por debajo del ancho de banda en su límite inferior, el controlador manda un (-1), si se encuentra en la posición cero el controlador manda a la salida un cero. El funcionamiento se explica en la tabla 2.2 [29][30].

Tabla 2.2 Funcionamiento del controlador de par.

Condición	Salida del controlador
$\Delta T_e \geq +HT_e$	<i>Bit de Par = 1</i>
$\Delta T_e \leq 0$	<i>Bit de Par = 0</i>
Otro	<i>Mantiene Bit de Par</i>
$\Delta T_e \leq -HT_e$	<i>Bit de Par = -1</i>
$\Delta T_e \geq 0$	<i>Bit de Par = 0</i>
Otro	<i>Mantiene Bit de Par</i>

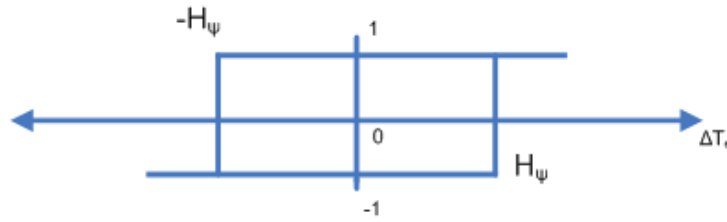


Figura 2.10 Controlador de Par

Como un ejemplo, las influencias de cada vector de tensión en el sector 1 sobre el par y el flujo se muestra en la tabla 2.3. La figura 2.11 muestra el efecto de cada vector de la tensión sobre la magnitud y el ángulo del vector del flujo de estator si está situado en sector 1.

Además, la variación del ángulo del flujo afecta fuertemente la magnitud del par, ya que el par viene dado por el producto vectorial entre el flujo del estator y el flujo del rotor. El flujo del rotor cambia lentamente por lo que cualquier variación rápida en el vector espacial del flujo del estator producirá una variación notable en el par. La tabla 2.3 resume estos efectos [31].

La figura 2.11 muestra el sentido de giro del vector flujo del estator contrario a las manecillas del reloj y cómo depende en que sector se encuentra el vector espacial flujo del estator para saber que vector de voltaje aplicar, así como saber si se quiere reducir o aumentar el flujo, para mantener la magnitud de flujo dentro del ancho de banda de histéresis.

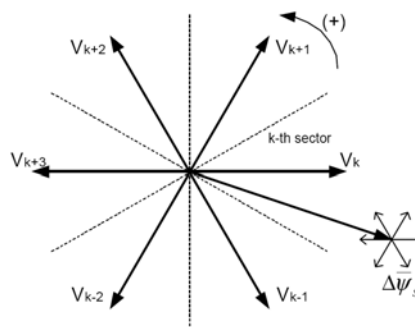


Figura 2.11 Vectores espaciales de voltaje y su correspondiente variación en un tiempo Δt .



Tabla 2.3. Influencias de los vectores espaciales de la Tensión sobre el flujo y el par

Vector tensión	$\Delta\psi_s$	ΔT_e
V_1	++	-
V_2	+	+
V_3	-	++
V_4	--	+
V_5	-	-
V_6	+	--
V_0-V_7	0	-
Donde: + Denota un incremento del flujo o del par. - Denota un decremento del flujo o del par. ++ Denota un incremento mayor del flujo o del par. -- Denota un decremento mayor del flujo o del par.		

2.6.1 ZONA DE OPERACIÓN DEL VECTOR FLUJO DEL ESTATOR

Existen seis zonas de operación del vector flujo del estator los cuales ayudan a identificar en que posición se encuentra dicho vector mostrada en la figura 2.12, para determinar la zona se emplea la fórmula mostrada en la ecuación 2.20 [31].

$$\theta = \tan^{-1} \frac{\psi_{s\beta}}{\psi_{s\alpha}} \quad (2.20)$$

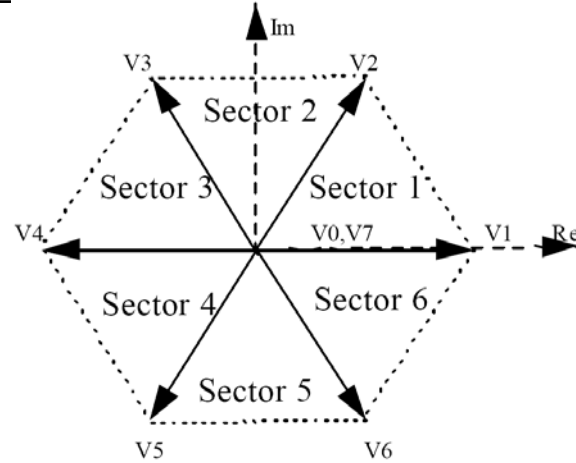


Figura 2.12. Zonas del vector flujo del estator

Tabla 2.4. Vectores de estado y voltajes generados.

Vectores:	Voltajes $\alpha - \beta$ Generados:
$V_0=[000]$	$u_s = [0,0]$
$V_1=[100]$	$u_s = \left[\sqrt{\frac{2}{3}}, 0 \right] E$
$V_2=[110]$	$u_s = \left[\frac{1}{\sqrt{6}}, \frac{1}{\sqrt{2}} \right] E$
$V_3=[010]$	$u_s = \left[-\frac{1}{\sqrt{6}}, \frac{1}{\sqrt{2}} \right] E$
$V_4=[011]$	$u_s = \left[-\sqrt{\frac{2}{3}}, 0 \right] E$
$V_5=[001]$	$u_s = \left[-\frac{1}{\sqrt{6}}, -\frac{1}{\sqrt{2}} \right] E$
$V_6=[101]$	$u_s = \left[\frac{1}{\sqrt{6}}, -\frac{1}{\sqrt{2}} \right] E$
$V_7=[111]$	$u_s = [0,0]$



Las ocho combinaciones posibles de los diferentes interruptores del puente inversor en sus dos estados, se representan como ocho vectores de voltaje, 6 de ellos no nulos (vectores activos) y dos de ellos nulos. Estos vectores se muestran en la tabla 2.4, referidas al sistema de referencia $\alpha - \beta$, que se obtendrán en el estator de la maquina tras aplicar cada uno de los vectores [32].

2.7 TABLA DE CONMUTACIÓN

La tabla de conmutación se arma de manera que se puedan escoger los vectores adecuados según la función que se desee, por ejemplo aumentar el par o disminuir el flujo, que también se debe considerar en que sector se encuentra el flujo, para esto la Tabla 2.4 es un ejemplo de cómo se arma la tabla de conmutación [15].

Tabla 2.5 Tabla de conmutación optima.

		$\theta(1)$	$\theta(2)$	$\theta(3)$	$\theta(4)$	$\theta(5)$	$\theta(6)$
$\phi = 0$	$\tau = 1$	$V(010)$	$V(011)$	$V(001)$	$V(101)$	$V(100)$	$V(110)$
	$\tau = 0$	$V(000)$	$V(111)$	$V(000)$	$V(111)$	$V(000)$	$V(111)$
	$\tau = -1$	$V(001)$	$V(101)$	$V(100)$	$V(110)$	$V(010)$	$V(011)$
$\phi = 1$	$\tau = 1$	$V(110)$	$V(010)$	$V(011)$	$V(001)$	$V(101)$	$V(100)$
	$\tau = 0$	$V(111)$	$V(000)$	$V(111)$	$V(000)$	$V(111)$	$V(000)$
	$\tau = -1$	$V(101)$	$V(100)$	$V(110)$	$V(010)$	$V(011)$	$V(001)$

Como se muestra en la Tabla 2.5, si se quiere disminuir el flujo y aumentar el par en el sector 1 se le aplica un vector (010) y así sucesivamente según lo que se desee realizar. También si no se quiere modificar el flujo ni el par se aplica un vector cero o siete que son los vectores inactivos y al aplicarlos a las terminales de la máquina de inducción no realizan ninguna operación.



2.8.- INVERSOR

En la figura 2.13 se muestra un esquema simplificado de un inversor trifásico. En dicho inversor existen limitaciones en cuanto al estado de los interruptores: para evitar un cortocircuito no pueden estar cerrados al mismo tiempo los dos interruptores de una misma rama. Tampoco es conveniente dejar los dos interruptores de una rama abiertos ya que la tensión en la fase correspondiente de la carga estará indefinida. Debido a esto, existen tan solo ocho estados (modos) posibles del inversor y cada estado se puede identificar sabiendo la situación de un interruptor de cada rama [33].

Para cada uno de estos modos se obtiene una tensión de salida en cada una de las ramas del inversor.

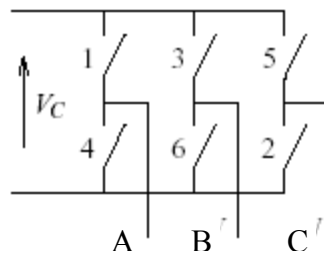


Figura 2.13 Inversor trifásico

El circuito inversor consta de 6 interruptores electrónicos (semiconductores), en configuración puente trifásico.

La conmutación de los transistores se produce de la siguiente manera: cuando el transistor superior de cada fase entra en conducción, el inferior correspondiente se bloquea, y viceversa. De esta forma tenemos que el punto medio de cada semipunto conmuta alternativamente del polo positivo al negativo del bus de continua.



Así pues, en la salida del puente inversor tenemos tres tensiones trifásicas cuya frecuencia viene dada por la frecuencia de conmutación. El valor eficaz de la tensión es ajustado por modulación de la forma de onda.

La configuración de los interruptores del inversor define el voltaje de línea a línea por [33][34]:

$$v_{ab} = E[S_a(t) - S_b(t)] \quad (2.21)$$

$$v_{bc} = E[S_b(t) - S_c(t)] \quad (2.22)$$

$$v_{ca} = E[S_c(t) - S_a(t)] \quad (2.23)$$

Si el inversor alimenta a una carga que sea simétrica entonces se cumple la siguiente condición de voltajes:

$$v_a + v_b + v_c = 0 \quad (2.24)$$

Donde v_a , v_b y v_c son voltajes de fase.

Y los voltajes de línea a neutro pueden ser expresados como una función de dos voltajes de línea a línea:

$$v_a = \frac{2v_{ab} + v_{bc}}{3} \quad (2.25)$$

$$v_b = \frac{v_{bc} - v_{ab}}{3} \quad (2.26)$$

$$v_c = \frac{-v_{ab} - v_{bc}}{3} \quad (2.27)$$



Entonces si sustituimos de la ecuación 2.21, 2.22 y 2.23 en 2.25, 2.26 y 2.27 respectivamente se obtiene:

$$v_a = E \frac{2S_a(t) - S_b(t) - S_c(t)}{3} \quad (2.28)$$

$$v_b = E \frac{2S_b(t) - S_a(t) - S_c(t)}{3} \quad (2.29)$$

$$v_c = E \frac{2S_c(t) - S_a(t) - S_b(t)}{3} \quad (2.30)$$

Usando estas ecuaciones el vector espacial de los voltajes de fase será:

$$\bar{v}_s^s = \frac{2}{3} E \left[S_a(t) + S_b(t) e^{j\frac{2\pi}{3}} + S_c(t) e^{j\frac{4\pi}{3}} \right] \quad (2.31)$$

Para una posible configuración de los interruptores del inversor, la salida de voltajes puede ser representados en términos de vectores espaciales, de acuerdo a la ecuación 2.32.

$$\bar{v}_s^s = \frac{2}{3} \left(v_a + v_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + v_c e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) \quad (2.32)$$

A continuación se muestra una tabla de los posibles estados de conmutación de los interruptores del inversor, según el vector espacial que corresponde, por ejemplo si se quiere un vector V_0 a la salida del inversor los estados de los interruptores sería para este caso como se muestra en la tabla 2.6 y así para cada vector espacial.



Tabla 2.6 Estados de los interruptores según el vector que quiere aplicar.

Sw1	Sw2	Sw3	Sw4	Sw5	Sw6	$S_a(t)$	$S_b(t)$	$S_c(t)$	$\vec{V}_k$
OFF	ON	OFF	ON	OFF	ON	0	0	0	$\vec{V}_0$
ON	OFF	OFF	ON	OFF	ON	1	0	0	$\vec{V}_1$
ON	OFF	ON	OFF	OFF	ON	1	1	0	$\vec{V}_2$
OFF	ON	ON	OFF	OFF	ON	0	1	0	$\vec{V}_3$
OFF	ON	ON	OFF	ON	OFF	0	1	1	$\vec{V}_4$
OFF	ON	OFF	ON	ON	OFF	0	0	1	$\vec{V}_5$
ON	OFF	OFF	ON	ON	OFF	1	0	1	$\vec{V}_6$
ON	OFF	ON	OFF	ON	OFF	1	1	1	$\vec{V}_7$

2.9 VENTAJAS DEL CONTROL DIRECTO DE PAR.

Las ventajas al aplicar el DTC son:

- Obtención de altas respuestas dinámicas del par y del flujo.
- Ausencia de los controladores PI de la corriente.
- Solo se necesita saber el valor del sector en el que se encuentra el vector espacial del flujo sea cual sea la posición actual del mismo.
- Robustez contra la variación de los parámetros de la maquina, solo se necesita el valor de la resistencia de estator.
- No se requiere de la transformación de coordenadas.

2.10 DESVENTAJAS DEL CONTROL DIRECTO DE PAR.

El DTC presenta, sobre todo a bajas velocidades, algunos inconvenientes:

- La corriente de arranque tiene un valor elevado que puede destruir los interruptores.



- La ondulación generada por el DTC produce vibraciones en el motor y dificulta la aplicación del DTC en el rango de bajas velocidades.
- Para reducir la ondulación del par con el desarrollo analógico del DTC hace falta bajar al mínimo la banda del controlador de histéresis de par, lo que aumentará la frecuencia de conmutación del inversor y podría originar una destrucción de los interruptores.
- Debido al retardo de tiempo que origina la ejecución de los algoritmos del DTC, los valores del flujo y del par no se pueden delimitar exactamente entre las fronteras determinadas por los controladores de histéresis. Es decir, el par instantáneo alcanza y excede el límite máximo de terminado por ΔT .
- La variación de la resistencia del estator empeora el comportamiento del DTC especialmente cuando la velocidad es baja. Por tanto, es necesario estimar el valor real de la resistencia de estator, por lo menos durante el arranque del motor.
- Cuando la velocidad es muy baja, la exactitud de la estimación del flujo y del par con el estimador de lazo abierto es limitada. Hay que utilizar otros métodos como:
 - El estimador híbrido que utiliza un modelo basado en las ecuaciones del rotor.
 - La utilización de los observadores (Filtro de Kalman).
- Los inconvenientes del DTC convencional aparecen claramente cuando se aplica a velocidades bajas. Sin embargo, cuando los motores son de medianas o elevadas potencias se añaden otros problemas que ponen ciertas dificultades para aplicar el DTC con un inversor clásico.



2.11 LIMITACIÓN DE LA CORRIENTE DE ARRANQUE

Aunque el DTC ofrece un buen comportamiento dinámico y respuesta rápida del par, la corriente del arranque alcanza valores altos. Si estos valores no estropean los interruptores del inversor van a acortar su vida a lo largo de su funcionamiento.

Este problema se puede resolver colocando un lazo cerrado de la magnitud de I_s . En este lazo se aplica el vector de voltaje cero si la corriente alcanza el límite máximo determinado por un controlador de histéresis de la corriente. Cuando la corriente excede su límite mínimo, se elige un vector determinado por la tabla de conmutación del DTC [35].

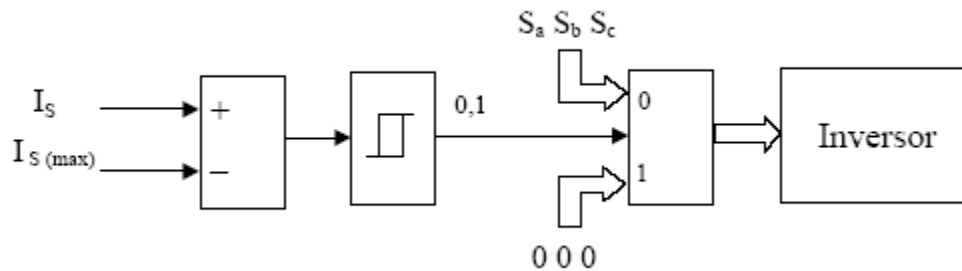


Figura 2.14 Diagrama de bloques del limitador de corriente de arranque.



CAPITULO 3



SIMULACIÓN DEL CONTROL DIRECTO DE PAR (DTC) CLÁSICO EN UN MOTOR DE INDUCCIÓN.

3.1 INTRODUCCIÓN

En este capítulo se llevará a cabo la simulación del control directo de par mediante la herramienta computacional Matlab® Simulink® versión 2006 Ra, realizando todos los bloques necesarios para la programación. Esta herramienta cuenta con una amplia biblioteca de bloques que se pueden usar de forma más fácil sin tener que meter códigos de programación. Cabe mencionar que no se ocuparon la totalidad de bloques con que cuenta la biblioteca del Simulink debido a que la mayoría de bloques que existen ya están predeterminados para un fin en específico, la biblioteca que se usó es la siguiente Simulink/Commonly Used Block [43]; debido a que esta contiene bloques como lo son fuentes de alimentación, los controladores de banda de histéresis, osciloscopios para la medición, operadores matemáticos para pasar las ecuaciones del modelo.

El Simulink es una herramienta muy fácil de usar porque solo requiere arrastrar el bloque que se desea utilizar al área de trabajo, estos bloques se pueden interconectar entre sí, para poder armar alguna ecuación en particular.

Asimismo si ya se tiene un conjunto de bloques armados entre sí esta herramienta, puede crear subsistemas para reducir el espacio de trabajo, es muy práctica esta utilidad ya que los bloques se pueden ir dividiendo por subsistemas y poder tener todos los elementos de la simulación en orden.

Simulink es una herramienta para análisis, modelado y simulación de sistemas físicos y matemáticos, incluyendo elementos no lineales, sistemas continuos y discretos.



3.2 DESARROLLO DE LA SIMULACIÓN.

La representación del esquema completo del Control Directo de Par (DTC) se muestra en la figura 3.1. En esta figura se muestra todos los elementos de los que el DTC requiere para poder realizar el control en el programa de simulación en Simulink® [43], estos elementos son los siguientes:

- -Modelo del motor de inducción,
- -Bloque de control (DTC),
- -Inversor.

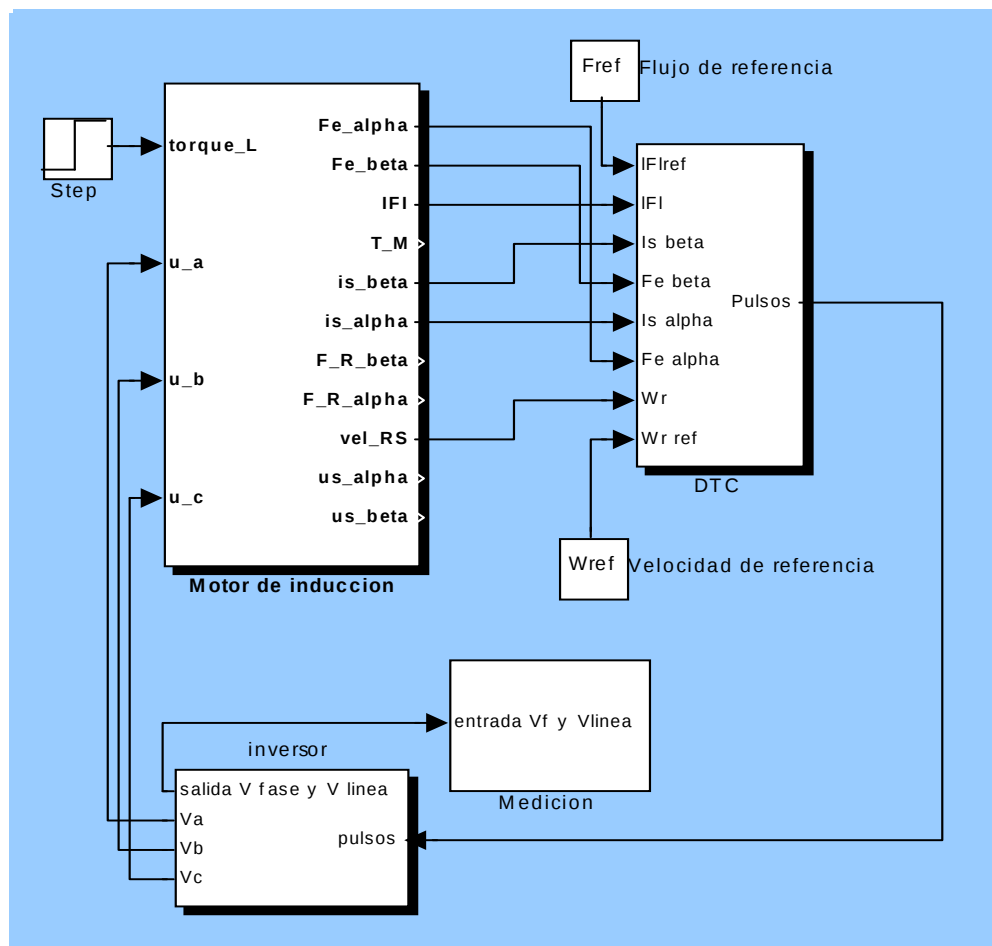


Figura 3.1 Esquema del control directo de par.



Lo primero que se requiere es el modelo del motor de inducción, que es el elemento donde se le va medir su tensión y corriente para poder estimar el flujo y el par. También se requiere el modelo del inversor, el cual alimenta el modelo de la máquina de inducción, ajustar el controlador Proporcional-Integral (PI), conocer los parámetros referencia de la máquina a emplear, estos parámetros se pueden introducir en la simulación haciendo un programa en Matlab® incluyendo todas las variables que se requiere para la simulación y ejecutarlo desde Matlab® para que durante la simulación sean empleados por Simulink, por último se requiere ajustar los anchos de banda de histéresis para los controladores de par y flujo.

3.3 TRANSFORMACIÓN TRIFÁSICA-BIFÁSICA.

Esta transformación se emplea para desacoplar máquinas de c.a. y facilitar la solución de ecuaciones con coeficientes variantes en el tiempo o para referir todas las variables a un marco de referencia común.

Una transformación muy útil en el análisis de las máquinas eléctricas rotativas consiste en proyectar las coordenadas del rotor en ejes colineales con los ejes del estator. Estos nuevos ejes se denominan directo d y cuadratura q, esta transformación permite mantener las inductancias entre el estator y el rotor constantes en el sistema transformado.

El modelo del motor de inducción mostrado en la figura 3.1 se encuentra en el marco de referencia estacionario o marco de referencia del estator, por lo cual se ocupa la transformación de trifásica a bifásica, así se logra desacoplar la maquina como si fuera una máquina de corriente continua facilitando su control.

Para la estimación del flujo del estator y del par electromagnético del motor, se requiere que las variables de corriente y voltaje se encuentren en el marco de referencia bifásico estacionario (α, β) [36].



Las ecuaciones para la transformación de trifásico a bifásico son las siguientes:

$$u_{s-\alpha} = \frac{2}{3}v_a - \frac{1}{3}(v_b + v_c) \quad (3.1)$$

$$u_{s-\beta} = \frac{\sqrt{3}}{3}(v_c - v_b) \quad (3.2)$$

La figura 3.2, muestra el arreglo de las ecuaciones 3.1 y 3.2 para poder hacer la transformación trifásica a bifásica.

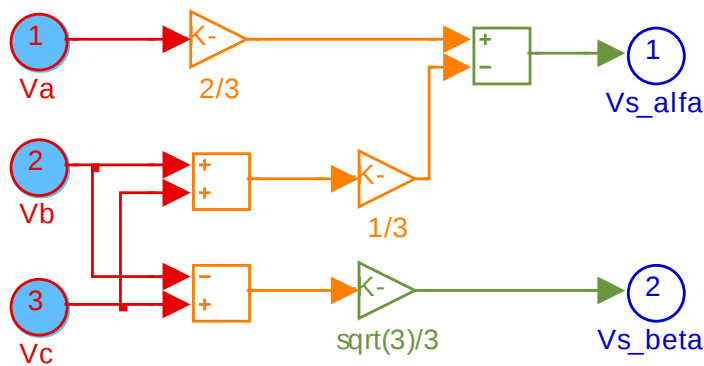
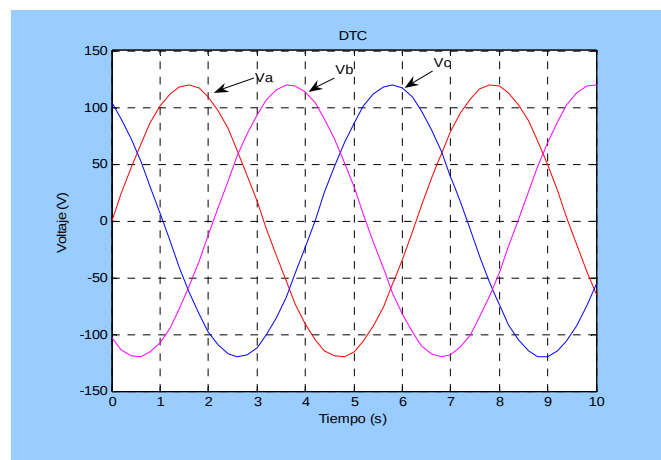
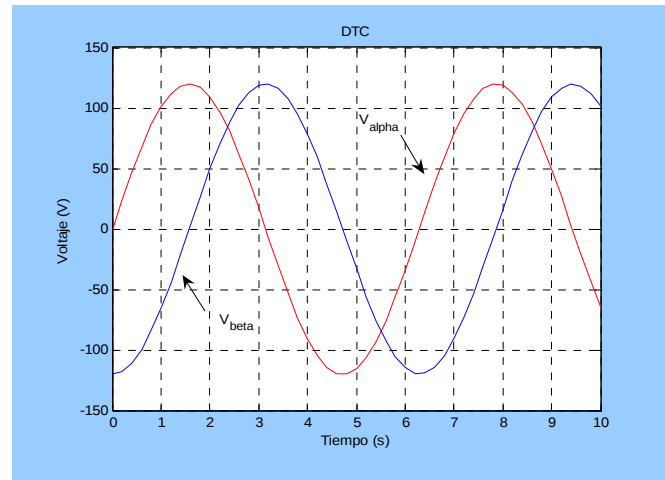


Figura 3.2 Diagrama en bloques de Simulink Transformación trifásica a bifásica.



a)



(b)

Figura 3.3 Graficas de voltajes, (a) Tensión trifásica, (b) Tensión bifásica.

3.4 BLOQUE DEL MOTOR DE INDUCCIÓN

El bloque siguiente es el modelo del motor, el cual se alimenta por medio de la tensión trifásica del inversor y en su interior se realiza la conversión a bifásica.



Figura 3.4 Bloque del modelo del motor de inducción

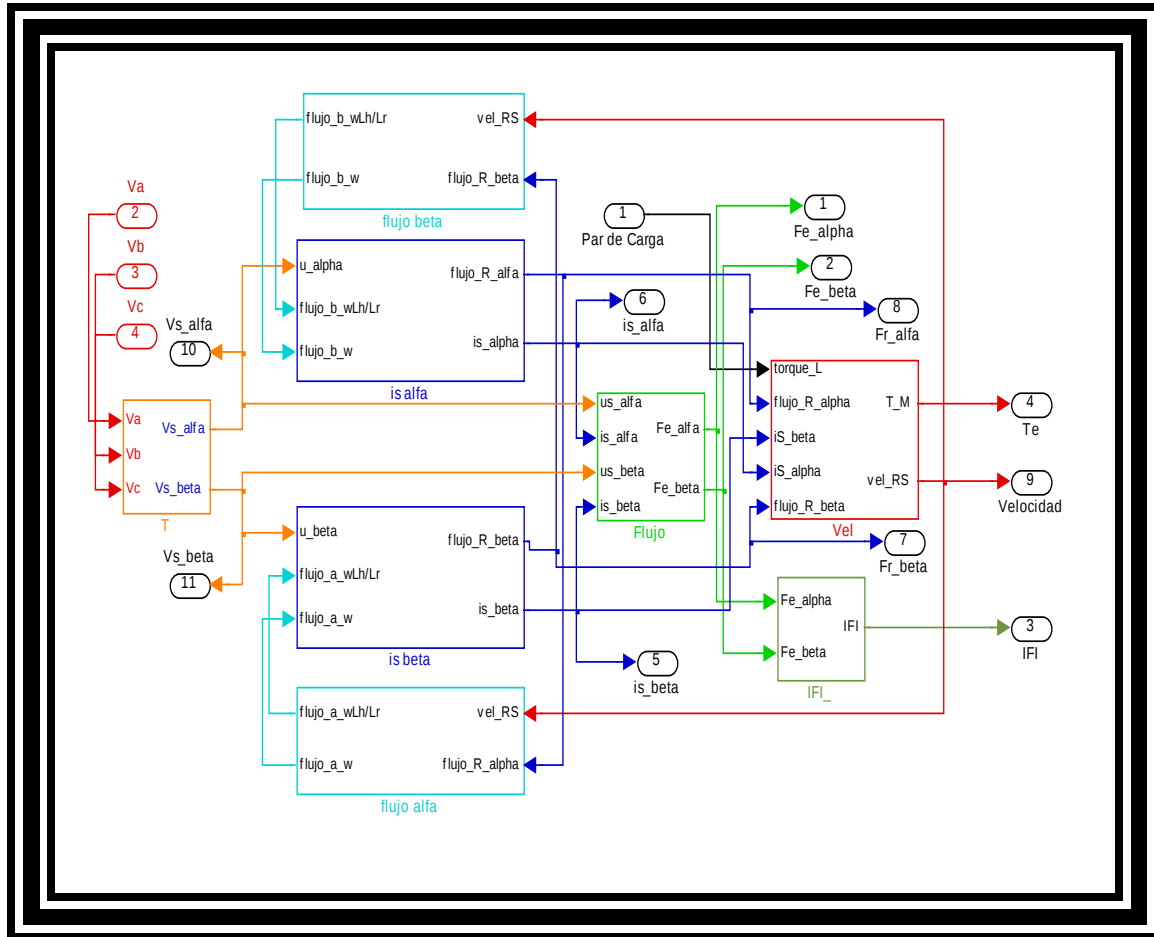


Figura 3.5 Bloques internos del modelo del motor de inducción.

En la figura 3.5 se muestra lo que contiene en su interior el bloque del motor de inducción, dichos bloques son; la ecuación de equilibrio mecánico, ecuaciones las corrientes y flujos, y la magnitud de flujo en el estator para el control.

A continuación se van a explicar cada uno de los bloques internos del modelo del motor.

3.4.1 ECUACIÓN DE EQUILIBRIO MECÁNICO.

La ecuación de equilibrio mecánico está definida por la ecuación 2.5 que esta expresada en términos del par electromagnético.



Para el cálculo de la ecuación de par electromagnético, se requiere del cálculo del flujo del rotor α y β , así como las corrientes del estator α y β , estos cálculos serán mencionados más adelante.

La velocidad angular del rotor se puede calcular sustituyendo la ecuación 2.5 que es par electromagnético en la ecuación 2.4 que es la de la velocidad angular, para esto se despeja la derivada del flujo convirtiéndose en integral, por esto en el bloque de programación en Simulink® se le aplica un integrador a la ecuación.

Así es la sustitución de la ecuación 2.5 en 2.4 [27]:

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{P}{J} \left(\left[\frac{3}{2} P \frac{L_m}{L_r} (\psi_{s\alpha} i_{s\beta} - \psi_{r\beta} i_{s\alpha}) \right] - T_L \right) - \frac{R_w \omega_r}{J} \quad (3.3)$$

si se desprecia las pérdidas, entonces:

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{P}{J} \left(\left[\frac{3}{2} P \frac{L_m}{L_r} (\psi_{s\alpha} i_{s\beta} - \psi_{r\beta} i_{s\alpha}) \right] - T_L \right) \quad (3.4)$$

Si se le aplica Laplace a $\frac{d\omega_r}{dt}$ se obtiene:

$$\omega_r s = \frac{P}{J} \left(\left[\frac{3}{2} P \frac{L_m}{L_r} (\psi_{s\alpha} i_{s\beta} - \psi_{r\beta} i_{s\alpha}) \right] - T_L \right) \quad (3.5)$$



Despejando la ω_r queda la ecuación [40]:

$$\omega_r = \frac{1}{s} \frac{P}{J} \left(\left[\frac{3}{2} P \frac{L_m}{L_r} (\psi_{s\alpha} i_{s\beta} - \psi_{r\beta} i_{s\alpha}) \right] - T_L \right) \quad (3.6)$$

La programación en Simulink de la ecuación 3.6 de velocidad angular para el motor es mostrada en la figura 3.6.

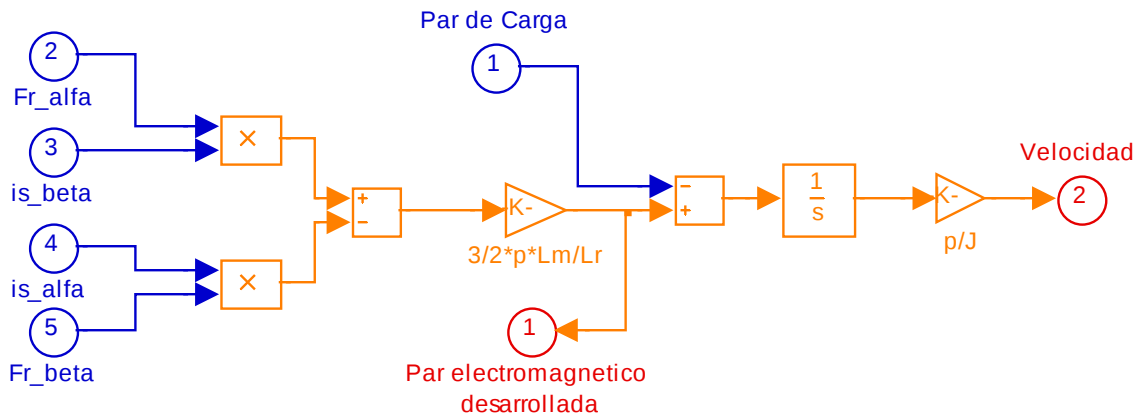


Figura 3.6 Bloque en Simulink del cálculo de la velocidad angular.

3.4.2 ECUACIONES DE LOS FLUJOS Y LAS CORRIENTES.

Las ecuaciones para el cálculo de la corriente y flujo son deducidas por la ecuación 2.1, bajo régimen estacionario y transitorio hasta la ecuación 2.9. Esta programación del cálculo de flujos y corrientes se muestran en los siguientes bloques, por ejemplo para el cálculo de la corriente alfa y el flujo del estator alfa tenemos el bloque is_alpha que se muestra en la figura 3.8, así como para obtener la corriente beta y el flujo beta se tiene el bloque is_beta y este bloque se muestra en la figura 3.10.



Cabe mencionar que para calcular el flujo de α se requiere conocer el flujo de β , debido a esto los bloques están siendo interconectados para poder hacer la estimación de los flujos y las corrientes.

3.4.2.1 CALCULO DEL FLUJO DE ROTOR α Y β .

Para la obtención de los flujos y las corrientes se sustituyeron las ecuaciones 2.7 y 2.8 en la ecuación 2.2 para poder tener la parte real e imaginaria, se obtiene la ecuación 3.7 [8].

$$\frac{d(\psi_{r\alpha} + j\psi_{r\beta})}{dt} = -\left[\frac{1}{\tau_r} - j\omega_r\right](\psi_{r\alpha} + j\psi_{r\beta}) + \frac{L_m}{\tau_r}(i_{s\alpha} + ji_{s\beta}) \quad (3.7)$$

Multiplicando juntando parte real y parte imaginaria queda:

$$\frac{d\psi_{r\alpha}}{dt} + \frac{d\psi_{r\beta}}{dt} = \left(-\frac{1}{\tau_r}\psi_{r\alpha} - \omega_r\psi_{r\beta} + \frac{L_m}{\tau_r}i_{s\alpha}\right) + j\left(\omega_r\psi_{r\alpha} - \frac{1}{\tau_r}\psi_{r\beta} + \frac{L_m}{\tau_r}i_{s\beta}\right) \quad (3.8)$$

Separando la parte real y parte imaginaria de la ecuación 3.8, se obtienen las ecuaciones 3.9 y 3.10.

$$\frac{d\psi_{r\alpha}}{dt} = \left(-\frac{1}{\tau_r}\psi_{r\alpha} - \omega_r\psi_{r\beta} + \frac{L_m}{\tau_r}i_{s\alpha}\right) \quad (3.9)$$

$$\frac{d\psi_{r\beta}}{dt} = j\left(\omega_r\psi_{r\alpha} - \frac{1}{\tau_r}\psi_{r\beta} + \frac{L_m}{\tau_r}i_{s\beta}\right) \quad (3.10)$$

De estas dos ecuaciones (3.9 y 3.10), se calculan los flujos α y β .



3.4.2.2 CALCULO DE LAS CORRIENTES α Y β .

Derivando la ecuación 2.3 [8], se obtiene:

$$\frac{d\psi_{s\alpha\beta}}{dt} = \frac{L_m}{L_r} \frac{d\psi_{r\alpha\beta}}{dt} + \sigma L_s \frac{di_{s\alpha\beta}}{dt} \quad (3.11)$$

Igualando 2.1 y 3.11, (porque en las dos ecuaciones se calcula el $\frac{d\psi_{s\alpha\beta}}{dt}$), se obtiene:

$$v_{s\alpha\beta} - R_s i_{s\alpha\beta} = \frac{L_m}{L_r} \frac{d\psi_{r\alpha\beta}}{dt} + \sigma L_s \frac{di_{s\alpha\beta}}{dt} \quad (3.12)$$

Despejando la $\frac{di_{s\alpha\beta}}{dt}$:

$$\frac{di_{s\alpha\beta}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[v_{s\alpha\beta} - R_s i_{s\alpha\beta} - \frac{L_m}{L_r} \frac{d\psi_{r\alpha\beta}}{dt} \right] \quad (3.13)$$

Sustituyendo 2.2 en 3.13:

$$\frac{di_{s\alpha\beta}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left\{ v_{s\alpha\beta} - R_s i_{s\alpha\beta} - \frac{L_m}{L_r} \left[-\left(\frac{1}{\tau_r} - j\omega_r \right) \psi_{r\alpha\beta} + \frac{L_m}{\tau_r} i_{s\alpha\beta} \right] \right\} \quad (3.14)$$

Sustituyendo 2.7, 2.8 y 2.9 en 3.14:

$$\frac{di_{s\alpha}}{dt} + j \frac{di_{s\beta}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left\{ (v_{s\alpha} + jv_{s\beta}) - R_s (i_{s\alpha} + ji_{s\beta}) - \frac{L_m}{L_r} \left[-\left(\frac{1}{\tau_r} - j\omega_r \right) (\psi_{r\alpha} + j\psi_{r\beta}) + \frac{L_m}{\tau_r} (i_{s\alpha} + ji_{s\beta}) \right] \right\} \quad (3.15)$$



Separando α y β tenemos:

$$\frac{di_{s\alpha}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left\{ v_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha} - \frac{L_m}{L_r} \left[-\frac{\psi_{r\alpha}}{\tau_r} - \omega_r \psi_{r\beta} + \frac{L_m}{\tau_r} i_{s\alpha} \right] \right\} \quad (3.16)$$

$$\frac{di_{s\beta}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left\{ v_{s\beta} - R_s i_{s\beta} - \frac{L_m}{L_r} \left[-\frac{\psi_{r\beta}}{\tau_r} - \omega_r \psi_{r\alpha} + \frac{L_m}{\tau_r} i_{s\beta} \right] \right\} \quad (3.17)$$

Reagrupando 3.16 y 3.17:

$$\frac{di_{s\alpha}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left\{ v_{s\alpha} - \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r \tau_r} \right) i_{s\alpha} + \frac{L_m}{L_r \tau_r} \psi_{r\alpha} + \frac{L_m}{L_r} \omega_r \psi_{r\beta} \right\} \quad (3.18)$$

$$\frac{di_{s\beta}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left\{ v_{s\beta} - \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r \tau_r} \right) i_{s\beta} + \frac{L_m}{L_r \tau_r} \psi_{r\beta} + \frac{L_m}{L_r} \omega_r \psi_{r\alpha} \right\} \quad (3.19)$$

A partir de las ecuaciones 3.18 y 3.19 se obtiene:

$$\frac{di_{s\alpha}}{dt} = -\frac{K_R}{K_L} i_{s\alpha} + \frac{L_m R_r}{L_r^2 K_L} \psi_{r\alpha} + \frac{L_m \omega_r}{L_r K_L} \psi_{r\beta} + \frac{1}{K_L} v_{s\alpha} \quad (3.20)$$

$$\frac{di_{s\beta}}{dt} = -\frac{K_R}{K_L} i_{s\beta} + \frac{L_m R_r}{L_r^2 K_L} \psi_{r\beta} + \frac{L_m \omega_r}{L_r K_L} \psi_{r\alpha} + \frac{1}{K_L} v_{s\beta} \quad (3.21)$$

Donde:

$$K_R = R_s + \frac{L_m^2}{L_r \tau_r} \quad (3.22)$$

$$K_L = \sigma L_s = L_s - \frac{L_m^2}{L_r} \quad (3.23)$$



Las ecuaciones (3.20) y (3.21) son las que se van a calcular para determinar la corriente α y β en los bloques is_alpha e is_beta, respectivamente.

3.4.2.3 PROGRAMACIÓN DEL BLOQUE DE SIMULINK DE FLUJO Y CORRIENTE α .

La expresión del flujo de α , se obtiene de la ecuación 3.9. Colocando al lado izquierdo de la igualdad de esta ecuación el $\psi_{r\alpha}$ se obtiene [27]:

$$\frac{d\psi_{r\alpha}}{dt} + \frac{1}{\tau_r} \psi_{r\alpha} = -\omega_r \psi_{r\beta} + \frac{L_m}{\tau_r} i_{s\alpha} \quad (3.24)$$

Aplicando Laplace y factorizando $\psi_{r\alpha}$, queda:

$$\psi_{r\alpha} \left(s + \frac{1}{\tau_r} \right) = -\omega_r \psi_{r\beta} + \frac{L_m}{\tau_r} i_{s\alpha} \quad (3.25)$$

$$\psi_{r\alpha} \left(\frac{s\tau_r + 1}{\tau_r} \right) = -\omega_r \psi_{r\beta} + \frac{L_m}{\tau_r} i_{s\alpha} \quad (3.26)$$

Despejando $\psi_{r\alpha}$ de la ecuación 3.26, se obtiene la ecuación de la figura 3.7.

$$\psi_{r\alpha} = \left(\frac{\tau_r}{s\tau_r + 1} \right) \left(-\omega_r \psi_{r\beta} + \frac{L_m}{\tau_r} i_{s\alpha} \right) \quad (3.27)$$

Para calcular la corriente de α se emplea la ecuación 3.20, donde se despeja la $\dot{i}_{s\alpha}$.

Colocando al lado izquierdo de la igualdad de esta ecuación el término $-\frac{K_R}{K_L} i_{s\alpha}$, se obtiene

la ecuación 3.28.



$$\frac{di_{s\alpha}}{dt} + \frac{K_R}{K_L} i_{s\alpha} = \frac{L_m R_r}{L_r^2 K_L} \psi_{r\alpha} + \frac{L_m \omega_r}{L_r K_L} \psi_{r\beta} + \frac{1}{K_L} v_{s\alpha} \quad (3.28)$$

Aplicando Laplace y factorizando:

$$i_{s\alpha} \left(s + \frac{K_R}{K_L} \right) = \frac{L_m R_r}{L_r^2 K_L} \psi_{r\alpha} + \frac{L_m \omega_r}{L_r K_L} \psi_{r\beta} + \frac{1}{K_L} v_{s\alpha} \quad (3.29)$$

$$i_{s\alpha} \left(\frac{sK_L + K_R}{K_L} \right) = \frac{L_m R_r}{L_r^2 K_L} \psi_{r\alpha} + \frac{L_m \omega_r}{L_r K_L} \psi_{r\beta} + \frac{1}{K_L} v_{s\alpha} \quad (3.30)$$

$$i_{s\alpha} = \left(\frac{K_L}{sK_L + K_R} \right) \frac{L_m R_r}{L_r^2 K_L} \psi_{r\alpha} + \frac{L_m \omega_r}{L_r K_L} \psi_{r\beta} + \frac{1}{K_L} v_{s\alpha} \quad (3.31)$$

El término $i_{s\alpha}$ de la ecuación 3.31 se emplea para los bloques de la figura 3.8.

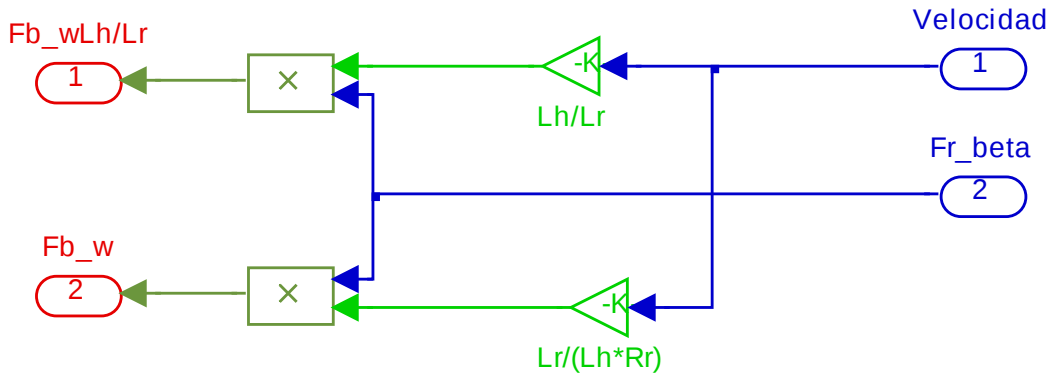


Figura 3.7 Bloque de Simulink® para la ecuación 3.27.

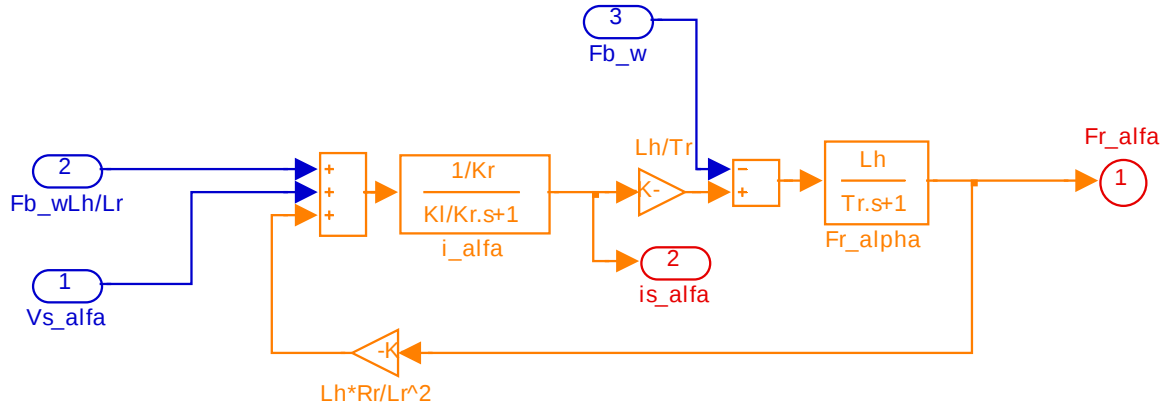


Figura 3.8 Bloque de Simulink® de la ecuación 3.31.

3.4.2.4 PROGRAMACIÓN DEL BLOQUE DE SIMULINK DE FLUJO Y CORRIENTE β .

La expresión del flujo de β , se obtiene de la ecuación 3.10. Colocando al lado izquierdo de la igualdad de esta ecuación el $\psi_{r\beta}$ se obtiene [27]:

$$\frac{d\psi_{r\beta}}{dt} + \frac{1}{\tau_r} \psi_{r\beta} = -\omega_r \psi_{r\alpha} + \frac{L_m}{\tau_r} i_{s\beta} \quad (3.32)$$

Aplicando Laplace y factorizando $\psi_{r\beta}$, queda:

$$\psi_{r\beta} \left(s + \frac{1}{\tau_r} \right) = -\omega_r \psi_{r\alpha} + \frac{L_m}{\tau_r} i_{s\beta} \quad (3.33)$$

$$\psi_{r\beta} \left(\frac{s\tau_r + 1}{\tau_r} \right) = -\omega_r \psi_{r\alpha} + \frac{L_m}{\tau_r} i_{s\beta} \quad (3.34)$$



Despejando $\psi_{r\beta}$ se obtiene la ecuación para los bloques de la figura 3.9.

$$\psi_{r\beta} = \left(\frac{\tau_r}{s\tau_r + 1} \right) \left(-\omega_r \psi_{r\alpha} + \frac{L_m}{\tau_r} i_{s\beta} \right) \quad (3.35)$$

Para calcular la corriente de β se emplea la ecuación 3.21, donde se despeja la $\dot{i}_{s\beta}$.

Colocando al lado izquierdo de la igualdad de esta ecuación el término $-\frac{K_R}{K_L} i_{s\beta}$, se

obtiene:

$$\frac{di_{s\beta}}{dt} + \frac{K_R}{K_L} i_{s\beta} = \frac{L_m R_r}{L_r^2 K_L} \psi_{r\beta} + \frac{L_m \omega_r}{L_r K_L} \psi_{r\alpha} + \frac{1}{K_L} v_{s\beta} \quad (3.36)$$

Aplicando Laplace y factorizando:

$$i_{s\beta} \left(s + \frac{K_R}{K_L} \right) = \frac{L_m R_r}{L_r^2 K_L} \psi_{r\beta} + \frac{L_m \omega_r}{L_r K_L} \psi_{r\alpha} + \frac{1}{K_L} v_{s\beta} \quad (3.37)$$

$$i_{s\beta} \left(\frac{sK_L + K_R}{K_L} \right) = \frac{L_m R_r}{L_r^2 K_L} \psi_{r\beta} + \frac{L_m \omega_r}{L_r K_L} \psi_{r\alpha} + \frac{1}{K_L} v_{s\beta} \quad (3.38)$$

$$i_{s\beta} = \left(\frac{K_L}{sK_L + K_R} \right) \frac{L_m R_r}{L_r^2 K_L} \psi_{r\beta} + \frac{L_m \omega_r}{L_r K_L} \psi_{r\alpha} + \frac{1}{K_L} v_{s\beta} \quad (3.39)$$

El término $\dot{i}_{s\beta}$ de la ecuación 3.39 se emplea para los bloques de la figura 3.10.

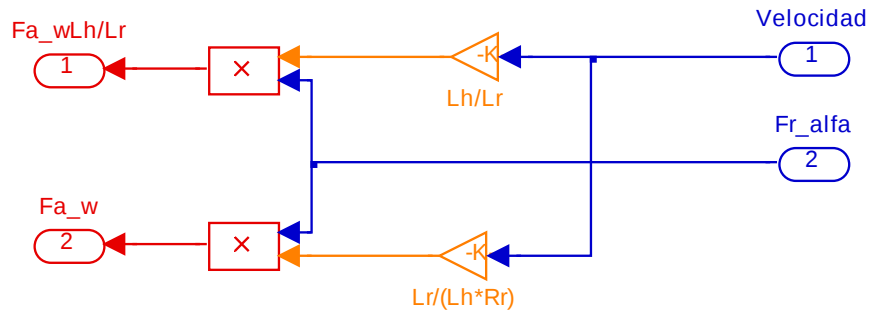


Figura 3.9 Bloque de Simulink® para la ecuación 3.35.

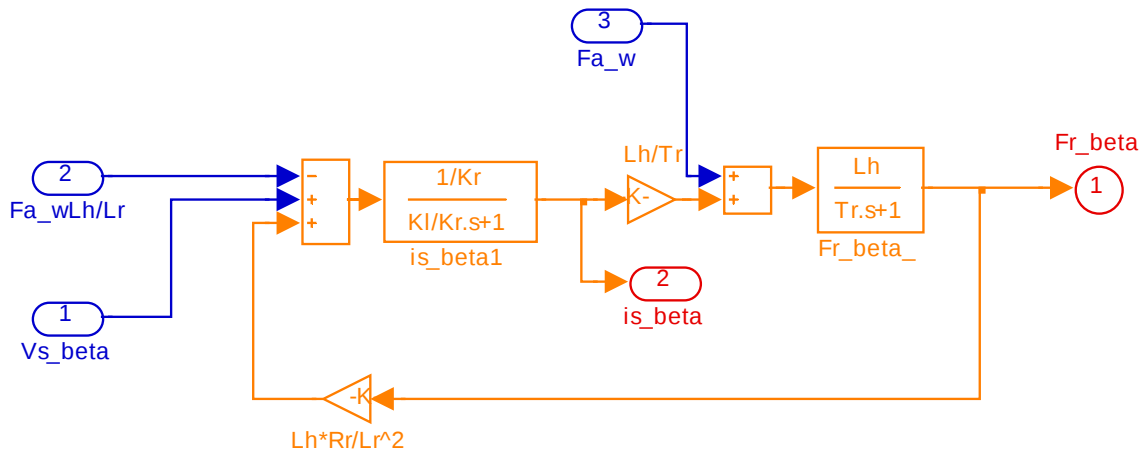


Figura 3.10 Bloque de Simulink® de la ecuación 3.39.

3.5 SISTEMA DE CONTROL DEL MOTOR DE INDUCCIÓN EN BLOQUES DE SIMULINK.

Las únicas mediciones que necesita realizar el control de un motor de inducción con el DTC son las de las corrientes y los voltajes, que se toman de las terminales de la maquina [41]. Esta parte consiste en los bloques de simulación para la estimación del par electromagnético y los flujos α y β el estator. Los valores que se estiman son utilizados para las entradas de los comparadores de banda de histéresis del par y del flujo, así como también se calcula el ángulo donde se encuentra ubicado el flujo para poder determinar el sector o zona donde se encuentra [42]. La figura 3.11 muestra los bloques que se emplearon de Simulink® para poder llevar a cabo la simulación.



Las ecuaciones que se van a utilizar para el control del flujo y la del control de par son las siguientes [44]:

$$\psi_{s\alpha} = \int (v_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}) dt \quad (3.40)$$

$$\psi_{s\beta} = \int (v_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) dt \quad (3.41)$$

$$T_e = \frac{3}{2} \bar{\psi}_s \bar{x} i_s = \frac{3}{2} P (\psi_{s\alpha} i_{s\beta} - \psi_{s\beta} i_{s\alpha}) \quad (3.42)$$

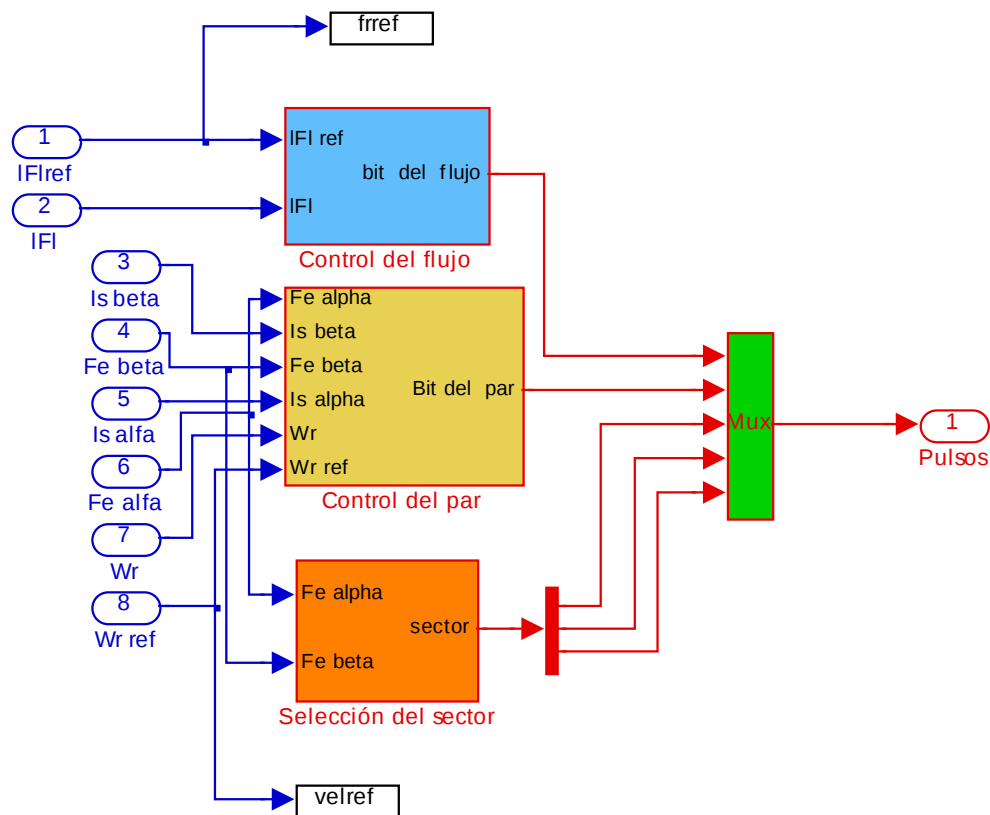


Figura 3.11 Bloque de control del DTC.



3.5.1 CONTROL DEL FLUJO DEL ESTATOR.

Para el control del flujo es necesario tener las mediciones de las magnitudes de voltaje y corriente [45], para calcular el flujo de estator de α y β respectivamente, ya con estas magnitudes del flujo de estator obtenemos la magnitud flujo, que nos sirve para el controlador de banda de histéresis, esta magnitud de flujo es un valor instantáneo que nos sirve para poder elegir el vector de voltaje activo que requerimos para aumentar o disminuir el par. Los vectores de voltaje activos que se encuentran en el mismo sentido de giro del flujo nos sirven para poder incrementar el par electromagnético.

La magnitud de flujo se calcula por medio de las ecuaciones 3.40 y 3.41 [27]. La figura 3.12 muestra, las entradas de voltaje y corriente para calcular el flujo del estator en α y β respectivamente.

A partir de los valores de flujo de α y β estimados, se calcula el par electromagnético del motor de inducción, la magnitud del vector flujo del estator y el sector del flujo del estator, por lo que la magnitud de flujo de estator es muy importante en el control directo de par [44].

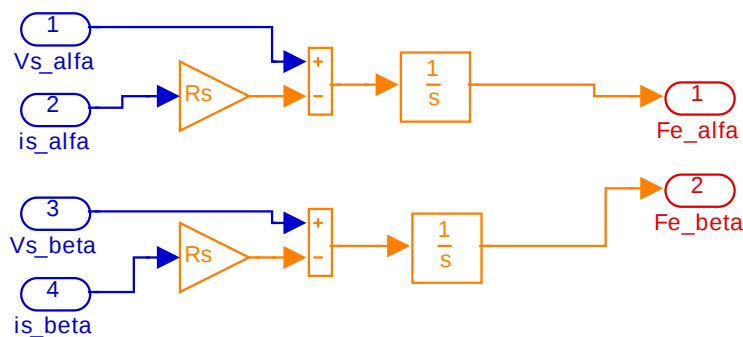


Figura 3.12 Bloque del cálculo del flujo de estator en α y β .



Para poder controlar el vector flujo se utiliza un controlador de banda de histéresis, el cual debe mantener el error $\Delta\psi$ dentro de los límites establecidos, este error es obtenido de la comparación del valor de la magnitud del flujo del estator estimado y el valor del flujo del estator de referencia (figura 3.13) [46].

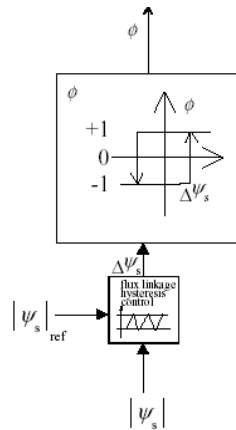


Figura 3.13 Banda de histéresis del flujo de estator.

La figura 3.14 es la programación en Simulink del cálculo de la magnitud flujo de estator, a partir de los valores de flujo de α y β estimados.

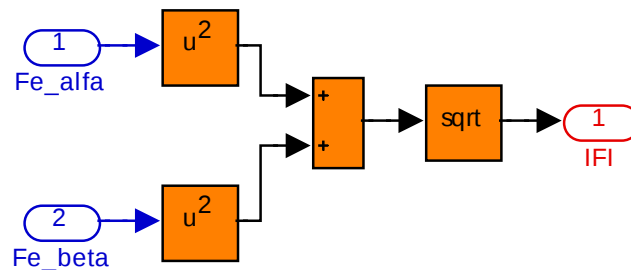


Figura 3.14 Magnitud del flujo de estator.



Esta magnitud es calculada por la ecuación 3.43 y posteriormente es comparada con el flujo de referencia como se muestra en la ecuación 3.44 [27].

$$|\psi| = \sqrt{\psi_{\alpha}^2 + \psi_{\beta}^2} \quad (3.43)$$

$$|\psi|^* - |\psi| = E_f \quad (3.44)$$

Donde:

$|\psi|$ = Magnitud del vector flujo del estator

ψ_{α} = Componente alfa del vector flujo del estator.

ψ_{β} = Componente beta del vector flujo del estator.

$|\psi|^*$ = Flujo de referencia.

E_f = Error entre los flujos del estator y el flujo de referencia.

A partir de la ecuación 3.44 se deduce el bloque de simulación para el control del flujo del estator de la máquina de inducción [1].

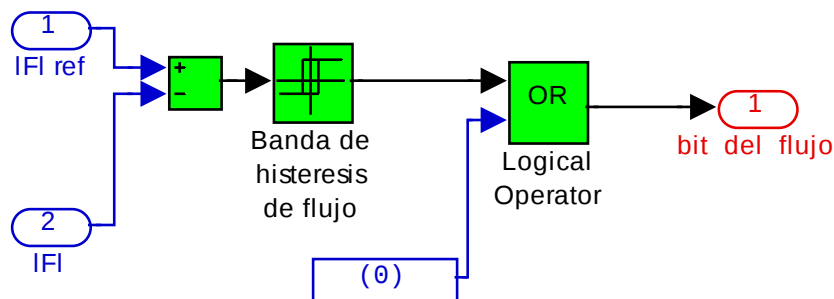


Figura 3.15 Control del flujo del estator.



La salida del controlador es un bit que sirve para escoger el vector que se requiere aplicar a la máquina para el control del par. Este bit puede ser un 1 ó un 0, si se quiere aumentar el flujo o disminuirlo respectivamente.

El bloque que se usó, es un comparador de banda de histéresis predeterminado, con el que cuenta la herramienta Simulink®. Dicho bloque se puede programar y dar los rangos del ancho de banda de histéresis, para obtener a la salida el bit de flujo.

Las señales se pueden obtener mediante las siguientes comparaciones [47].

$\Delta\psi$ = Ancho de la banda de histéresis en el controlador del flujo.

θ = Bit de flujo a aplicar en la tabla de conmutación.

Si $\Delta\psi \geq \frac{E_f}{2}$ se requiere aumentar el valor del flujo

Si $-\Delta\psi \leq -\frac{E_f}{2}$ se requiere disminuir el valor del flujo.

A partir de estos dos criterios, la señal de control es:

$\theta = 1$ Para aumentar el valor del flujo.

$\theta = 0$ Para disminuir el valor del flujo.

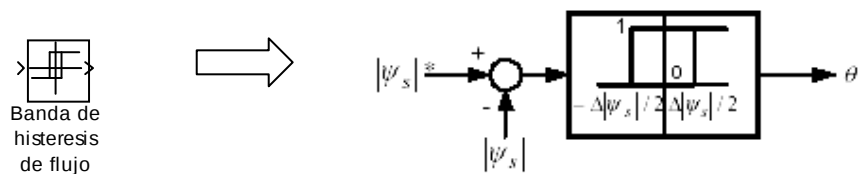


Figura 3.16 Bloque de Simulink®, controlador de banda de histéresis.



El ancho de banda de histéresis del flujo se determina a partir de un porcentaje del flujo nominal del motor de inducción. Si el ajuste al ancho de banda de histéresis del flujo se realiza con valores relativamente pequeños, se puede tener una respuesta del flujo de estator casi circular, pareciéndose a la respuesta que se obtendría si se alimenta el motor de inducción por medio de una fuente sinusoidal pura.

Al disminuir el ancho de banda de histéresis del flujo, la frecuencia de conmutación del inversor, aumenta, disminuyendo los rizados de par y de la corriente del estator, por el contrario si se aumenta el ancho de banda de histéresis del flujo, la frecuencia de conmutación disminuye, perdiéndose la forma circular del flujo de estator y el rizado del par electromagnético [48].

3.5.2 CONTROL DEL PAR ELECTROMAGNÉTICO.

Para obtener el bit de par, primero se necesita conocer el valor del par electromagnético estimado, este valor es calculado por medio de la ecuación 3.42, donde se requiere multiplicar el valor de α y β del flujo del estator por las corrientes α y β , ya obtenido este par electromagnético estimado, se necesita hacer la diferencia con el valor del par de referencia, para poder obtener el error de la banda de histéresis del par.

El par de desarrollado se calcula por medio de un valor de velocidad de referencia y un valor de velocidad del rotor del motor, por medio de un controlador PI. El controlador PI se obtiene de la librería de Simulink®.

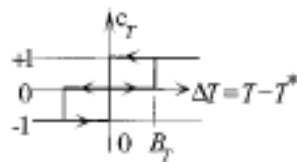


Figura 3.17 Banda de histéresis del par.



La salida de banda de histéresis de par tiene tres estados como se muestra en la figura 3.17 [1]. La programación del bloque, del cálculo de bit de par, se muestra en la figura 3.18, escogiendo un controlador de banda de histéresis de tres niveles, así mismo el controlador de banda de histéresis del flujo es de dos niveles.

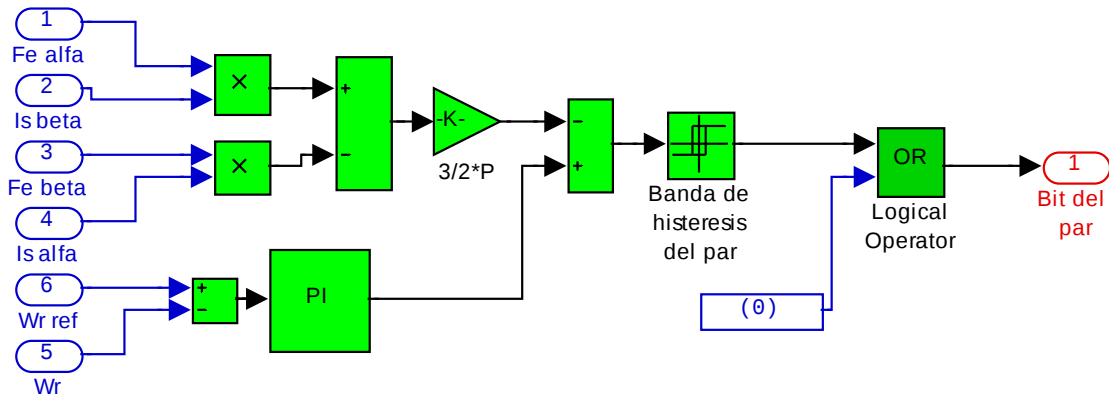


Figura 3.18 Bloques de Simulink[®], Control de Par.

La entrada para la banda de histéresis de par se obtiene por medio de la ecuación 3.45, el resultado de esta comparación puede ser $+E_p$, $-E_p$, o cero, según sea el valor instantáneo del par con respecto a par de referencia [47]-[48].

$$T^* - T = \pm E_p \quad (3.45)$$

Donde:

T^* = Par de referencia.

T = Par electromagnético estimado.

E_p = Error entre el par electromagnético y el par de referencia.



Las tres señales del control del par se obtienen de las siguientes comparaciones [49]:

ΔT = Ancho de la banda de histéresis en el controlador de par.

T = Bit de par a aplicar en la tabla de conmutación.

Si $\Delta T = 0$ Se requiere mantener el valor del par sin variación.

Si $\Delta T \geq E_p$ Se requiere aumentar el valor del par.

Si $-\frac{\Delta T}{2} \leq -E_p$ Se requiere disminuir el valor del par.

A partir de estos dos criterios, la señal de control es:

$\tau = 0$ Para mantener el valor del par constante.

$\tau = 1$ Para disminuir el valor del par.

$\tau = -1$ Para incrementar el valor el par.

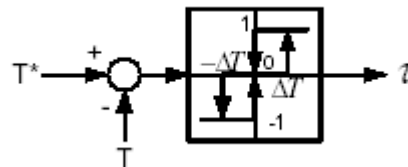


Figura 3.19 Bloque de Simulink®, controlador de banda de histéresis de par.



3.5.3 DETERMINACIÓN DEL SECTOR DEL VECTOR FLUJO DEL ESTATOR.

Como se mostró en el capítulo 2, existen seis zonas y seis vectores de voltaje los cuales sirven para identificar en qué posición se encuentra el vector de flujo de estator, para la programación de la determinación de la zona, se utilizan los valores α y β del flujo de estator, para convertirlo de un valor cartesiano a un valor polar, despreciando la magnitud, se utiliza el puro valor del ángulo y este ángulo obtenido es donde se encuentra el vector flujo del estator.

El ángulo del vector flujo se calcula por la expresión 4.46 [50].

$$\theta = \tan^{-1} \frac{\psi_{s\beta}}{\psi_{s\alpha}} \quad (4.46)$$

Donde:

θ = Posición del vector flujo del estator.

$\psi_{s\beta}$ = Flujo del estator en beta.

$\psi_{s\alpha}$ = Flujo del estator en alfa.

También se ocupó un bloque denominado Loop-Up Table, este bloque es predeterminado de la librería de Simulink® y consiste en que a su entrada pueden entrar valores de ángulos los cuales acomoda según se programen, se pueden dividir los seis sectores y al entrar una señal de ángulo automáticamente manda la señal cual es el sector donde se encuentra el vector voltaje (Figura 3.20).

El siguiente elemento es un Switch Multi-puerto, según la señal que le llegue va a seleccionar la salida para obtener los tres bits del sector o zona de operación.



Estos tres bits son los tres bits de cada uno de los vectores espaciales activos para la tabla de conmutación Tabla 3.3).

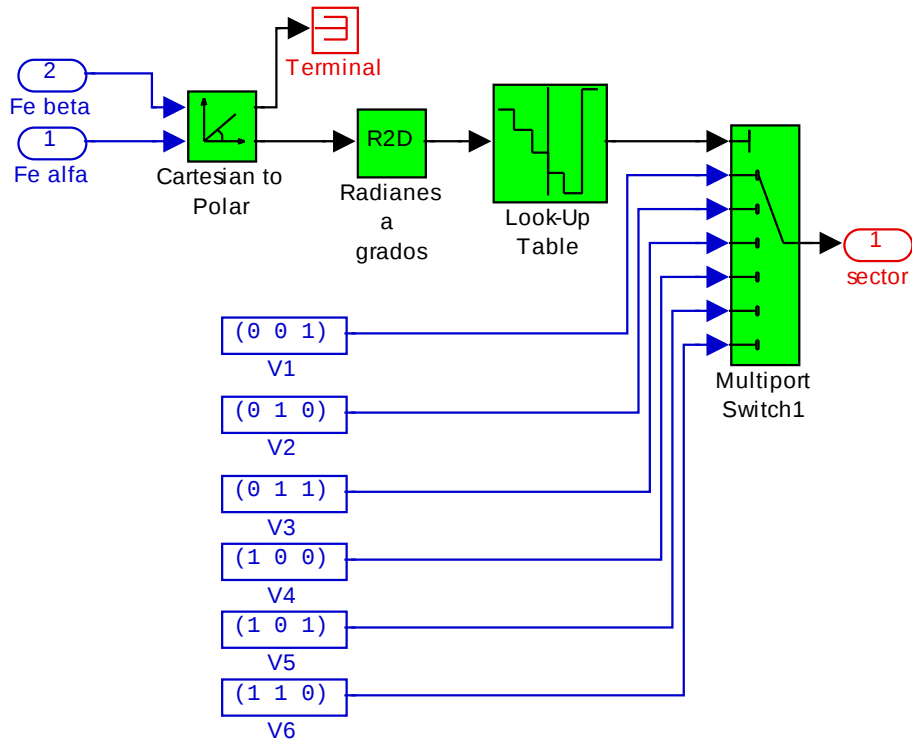


Figura 3.20 Detección del sector del vector del flujo de estator.

Tabla 3.1 Sectores del plano α y β [4].

SECTOR 1	$60^\circ \leq \theta(1) \leq 120^\circ$
SECTOR 2	$0^\circ \leq \theta(2) \leq 60^\circ$
SECTOR 3	$300^\circ \leq \theta(3) \leq 0^\circ$
SECTOR 4	$240^\circ \leq \theta(4) \leq 300^\circ$
SECTOR 5	$180^\circ \leq \theta(5) \leq 240^\circ$
SECTOR 6	$120^\circ \leq \theta(2) \leq 240^\circ$



La señal de selección de sector se obtiene del bloque de la figura 3.20, esta salida que se obtiene es un código binario para que en conjunto con el bit de par y el bit de flujo, se seleccione el vector de voltaje que será aplicado al motor de inducción mediante un inversor. En la tabla 3.2, se muestra las combinaciones necesarias para distinguir cada uno de los sectores.

Tabla 3.2 Salida binaria del bloque de selección de sector.

ENTRADA	SALIDA
$60^\circ \leq \theta(1) \leq 120^\circ$	001
$0^\circ \leq \theta(2) \leq 60^\circ$	010
$300^\circ \leq \theta(3) \leq 0^\circ$	011
$240^\circ \leq \theta(4) \leq 300^\circ$	100
$180^\circ \leq \theta(5) \leq 240^\circ$	101
$120^\circ \leq \theta(2) \leq 240^\circ$	110

3.5.4 TABLA ÓPTIMA DE CONMUTACIÓN DE LOS VECTORES DE VOLTAJE.

Para la selección del sector se utilizan diferentes criterios, incluso se toma el sentido de giro, para este caso se tomó el sentido de giro de las manecillas del reloj. Los criterios requeridos para la selección de vectores de voltaje de la tabla de conmutación, se tomaron de la tabla 2.3, mostrada en el capítulo anterior. La tabla que se empleo para las simulaciones se muestra en la tabla 3.3.

3.6 PROGRAMACIÓN DEL BLOQUE DEL INVERSOR

La figura 3.21 muestra el bloque de Simulink empleado para realizar el inversor, se observa que se ocuparon dos fuentes constantes de voltaje de valor positivo y negativo respectivamente.



Se ocuparon como interruptores los switch de la librería de Simulink para que simulara el funcionamiento de los IGBT de los inversores comerciales. En este bloque también se colocó la tabla de conmutación que es una tabla lógica de 5 entradas, que depende de las señales de entrada para poder escoger una combinación para los tres inversores y así poder escoger el vector de voltaje que se requiera.

Tabla 3.3 Tabla de conmutación óptima de vectores de voltaje.

$\psi, \tau, \theta(N)$		$\theta(1)$	$\theta(2)$	$\theta(3)$	$\theta(4)$	$\theta(5)$	$\theta(6)$
$\psi = 0$	$\tau=1$	V_5	V_4	V_3	V_2	V_1	V_6
	$\tau = 0$	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7
	$\tau = -1$	V_3	V_2	V_1	V_6	V_5	V_4
$\psi = 1$	$\tau=1$	V_6	V_5	V_4	V_3	V_2	V_1
	$\tau = 0$	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0
	$\tau = -1$	V_{52}	V_1	V_6	V_5	V_4	V_3

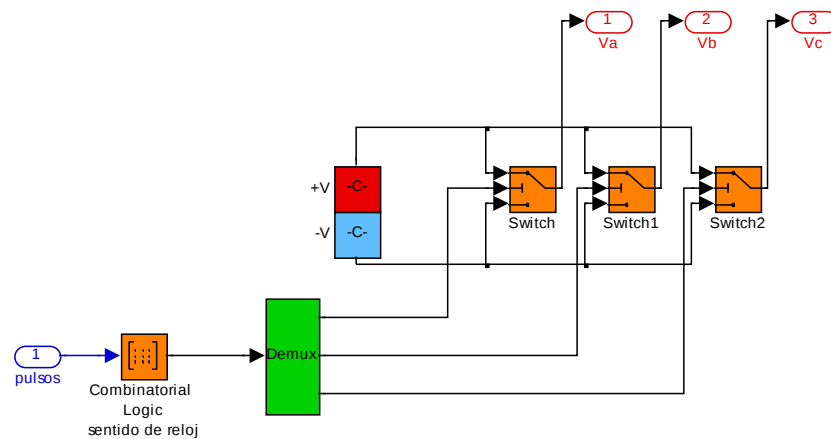


Figura 3.21 Bloque de Simulink[®], que representa el inversor.



3.7 CONTROL DE VELOCIDAD.

Para realizar el control de velocidad se utiliza un bloque de regulación en lazo cerrado. Este control en lazo cerrado, nos permite que el sistema tenga una respuesta dinámica rápida y nos detecte cualquier variación en la carga del motor.

3.7.1 SINTONIZACIÓN DEL CONTROLADOR DE VELOCIDAD.

El diseño de controladores, se realiza en función del conocimiento del proceso, es decir, a partir del modelo del proceso, del esquema de control y de las restricciones que se le imponen al mismo. A diferencia de ello, la sintonización de los controladores se realiza sin que se disponga de dicha información y resulta sumamente útil en los casos en que la obtención del modelo del proceso es muy engorrosa. Los métodos de diseño utilizan restricciones particulares impuestas a la respuesta deseada que permiten determinar con precisión los parámetros del controlador, en tanto que en el caso de la sintonización de un controlador, dichos parámetros se van ajustando de forma tal que se obtenga una respuesta temporal aceptable.

Los métodos de sintonización están basados en estudios experimentales de la respuesta al escalón de diferentes tipos de sistemas, razón por la cual los parámetros del controlador que se determinan utilizando estas metodologías podrían dar como resultado una respuesta medianamente indeseable. Es por ello que dichos parámetros se utilizan como punto de partida para la definitiva sintonización de los mismos, lo cual se realizará ajustándolos finamente de forma tal que se logre obtener la respuesta deseada [104].

Generalmente existen varias consideraciones que se toma en cuenta para evaluar la respuesta de un lazo de control frente a una perturbación:

- La variable controlada deberá alcanzar su valor deseado tan rápidamente como sea posible.



- La respuesta de la variable controlada no debería ser muy oscilatoria.
- La variable manipulada no debería estar sometida a grandes cambios, ya que frecuentemente afecta a otras partes del proceso.

Los métodos de ajuste de controladores se clasifican en dos grandes grupos: métodos de lazo cerrado, y métodos de lazo abierto. Los primeros se aplican con el controlador en automático; los segundos con el controlador en manual [105].

El diagrama del lazo de control de velocidad es mostrado en la figura 3.22.

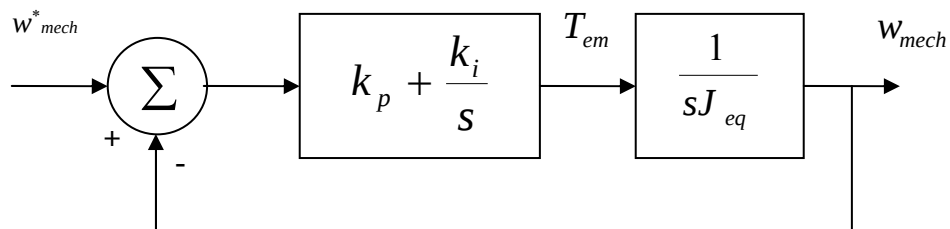


Figura 3.22 Diseño del lazo de control de velocidad.

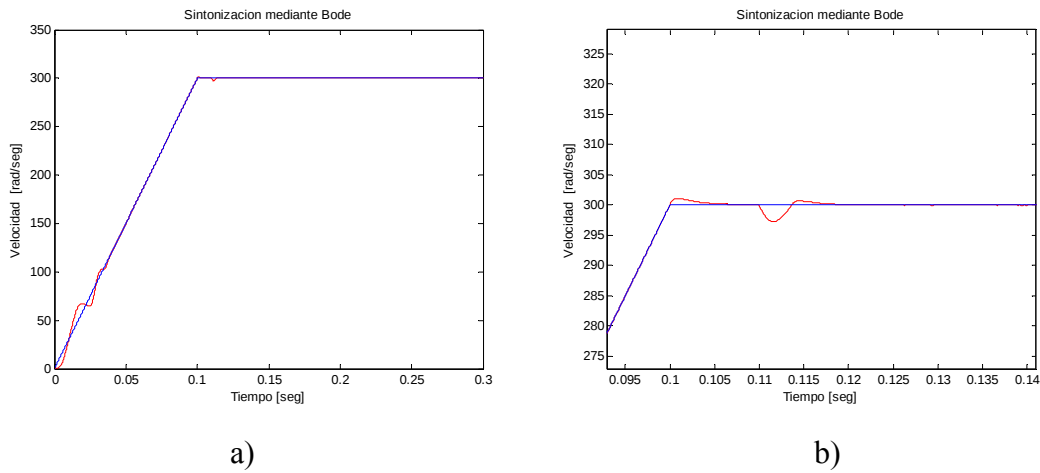


Figura 3.23 Respuesta la velocidad en rad/seg.

En la figura 3.23(a) se muestra la respuesta de la velocidad desarrollada contra la velocidad de referencia, se observa como la velocidad de desarrolla sigue el valor deseado. En la figura 3.23(b) se tiene un acercamiento, donde se tiene en rojo a la velocidad desarrollada que presenta variaciones de 1 a 5 rad/seg, pero en un periodo corto de tiempo lo que no afecta al control de la velocidad.

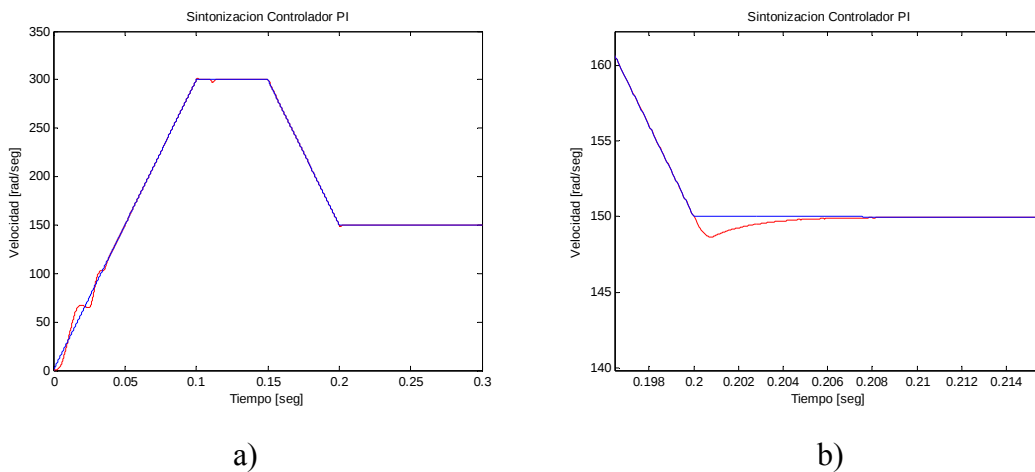


Figura 3.24 Respuesta la velocidad en rad/seg aplicando una variación en 0.2 seg.

Para comprobar el control de velocidad se le aplico una variación de velocidad para observar cómo se comportaba el controlador, se observa en la figura 3.24, como la velocidad desarrollada sigue a la velocidad de referencia sin sobretiros elevados.



3.8 PROGRAMACIÓN DEL CONTROL PARA LIMITACIÓN DE CORRIENTE

El siguiente bloque implementado en Simulink®, es el utilizado para la programación de la limitación de corriente. Esta se lleva a cabo aplicando un vector de voltaje cero al momento que la corriente de estator rebasa el límite establecido predeterminadamente.

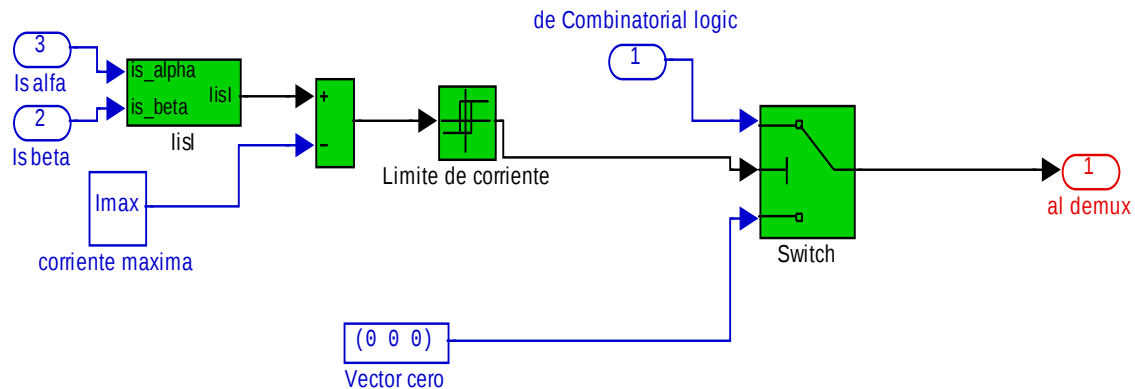


Figura 3.25 Bloque del limitador de corriente de arranque.

3.9 RESULTADOS DE LA SIMULACIÓN DEL CONTROL DIRECTO DE PAR CLÁSICO CON UN MOTOR DE INDUCCIÓN.

A continuación se muestran las simulaciones realizadas en la herramienta de Matlab®. Simulink® del DTC para un motor de inducción de 500 w obteniendo los resultados siguientes.

3.9.1 RESULTADOS DE LA SIMULACIÓN DEL DTC CLÁSICO.

Para la primera simulación se toman como referencia los siguientes parámetros:
Flujo referencia = 0.41 Wb. Par de Referencia = 2.5 N-m aplicado en 0.12 seg.
Ancho de banda de Par = 0.2 N-m. Ancho de banda de Flujo = 0.01 wb.
Velocidad = 300 rad/seg.



Los Resultados de la simulación del DTC serán discutidos a continuación:

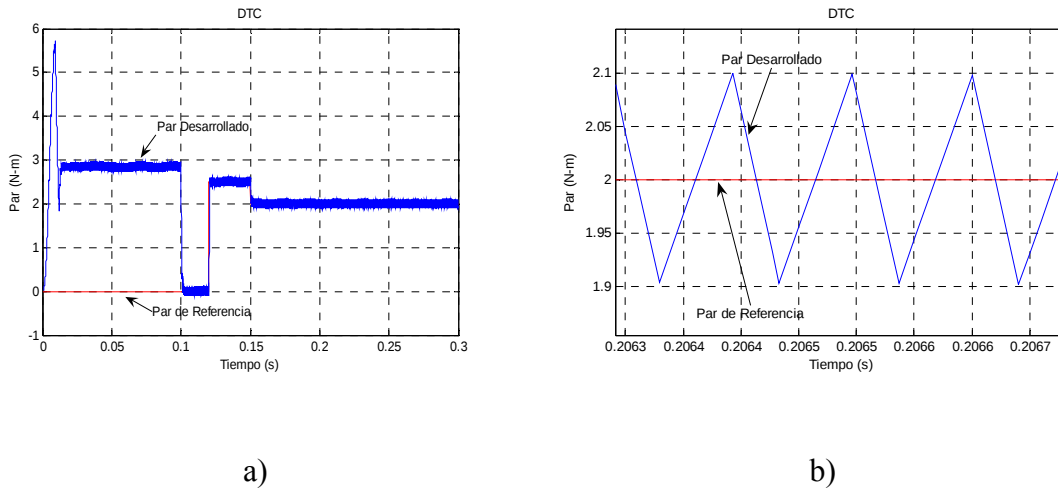


Figura 3.26 Respuesta del Par.

En la figura 3.26(a) se muestra el par del motor de inducción y se observa como se comporta al momento del arranque de la máquina en vacío, debido a que el par nominal es aplicado después a los 0.12 seg. de que arranco el motor, se observa que el par de arranque que proporciona la máquina es muy alto, con un valor de 5.7 N-m, esto es porque debe romper el momento de inercia para que gire el motor. En la figura 3.26(a) se observa como durante el tiempo de arranque el motor genera un par que es de 2.8 N-m, para poder llevar al motor a la velocidad deseada, este par se le denomina par de aceleración. Se muestra en la gráfica que a los 0.11 seg., se le aplica el par nominal al motor, el par desarrollado sigue rápido al par de referencia, como se ve a los 0.12 seg. un par de 2.5 N-m y a los 0.15 seg. otro par de 2 N-m, esto muestra como el control sigue rápidamente al valor de referencia de par.

En la figura 3.26(b) se observa la respuesta del par desarrollado con respecto al par de referencia dentro del ancho de banda, para esta simulación el ancho de banda del par es de 0.2 N-m, que se pueden observar en la gráfica, el rango es de 1.9 a 2.1 N-m.



El par desarrollado sube y baja dentro del ancho de banda de histéresis, si el par llega al límite superior se le aplica un vector para bajar el par y si el par llega al límite inferior se le aplica un vector para subir el par y poder mantenerlo dentro del ancho de banda.

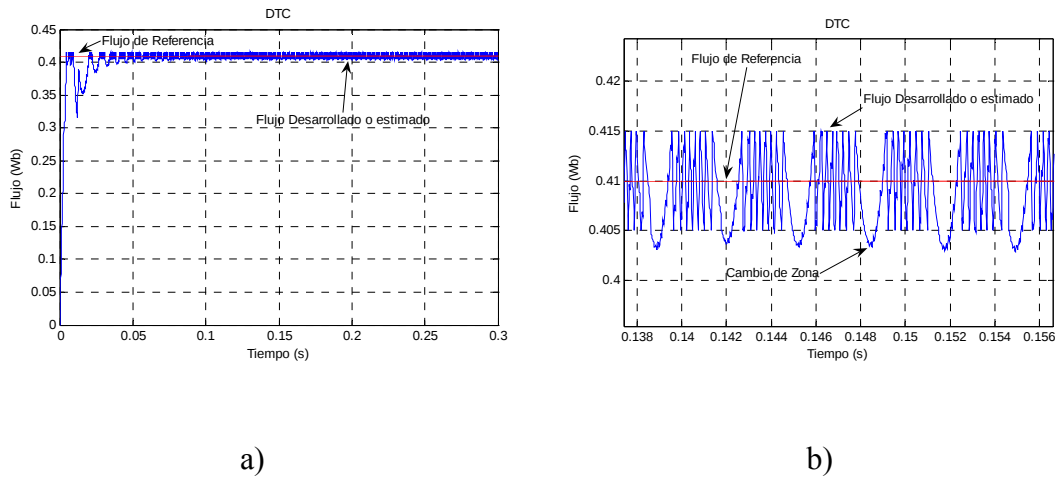


Figura 3.27 Magnitud del flujo de Estator.

En la figura 3.27(a) se muestra la respuesta de la magnitud de flujo del estator a carga nominal, se observa como la magnitud de flujo desarrollado sigue rápidamente al flujo de referencia que en este caso es de 0.41 Wb, al inicio presenta una caída que es debido a que el control todavía no aplica un vector de voltaje óptimo, pero que rápidamente lo encuentra y se mantiene dentro de su rango.

En la figura 3.27(b) se muestra la respuesta de la magnitud de flujo, donde se observa como la magnitud flujo se mantiene dentro del ancho de banda, para este caso de 0.01 wb, el rango se distingue de 0.405 a 0.0415 wb, también se observa que durante el cambio de zona se presenta una caída de flujo debido a que durante la rotación del vector flujo del estator, no se tiene un vector activo adecuado en el cambio de zona. Por esto durante el cambio de zona el vector flujo de estator se sale del ancho de banda, que lo recupera al cambiar de zona y se aplica el vector que corresponde para volver a tener el flujo dentro del ancho de banda.

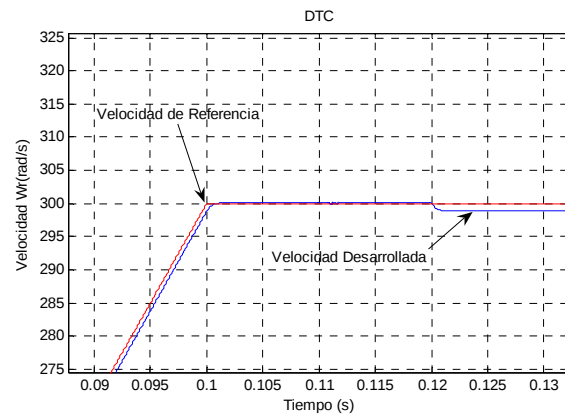


Figura 3.28 Velocidad de referencia y velocidad desarrollada del rotor.

La figura 3.28 se observa como la velocidad desarrollada por el rotor es igual a la velocidad de referencia, ocurriendo una caída de 2 rad/seg a los 0.12 seg que es cuando se le aplica la carga nominal. Esta caída es despreciable porque lo que se quiere con el DTC es controlar el valor del Par.

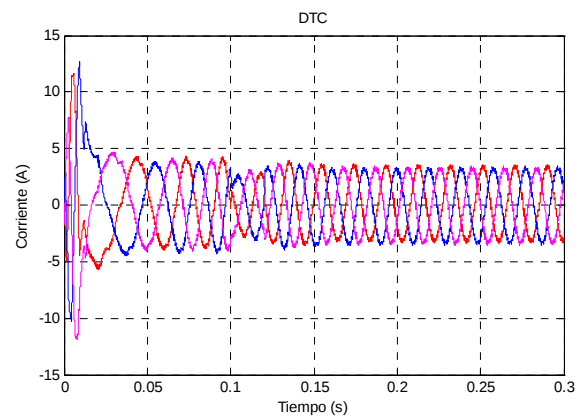


Figura 3.29 Corrientes Trifásicas.

En la figura 3.29 se muestran las corrientes trifásicas en las terminales del motor, se observa que al arranque la corriente crece mucho hasta un valor de 12.5 A, disminuyendo después hasta su valor nominal. Cuando llega a los 0.11 seg la corriente baja porque ya se venció el momento de inercia del motor. Cuando se le aplica el par de carga nominal la corriente aumenta pero cuando el par es disminuido a un valor de 2 N-m, la corriente disminuye.



Por lo tanto, en la grafica 3.29 se observa que los cambios de corriente dependen del valor de la carga que se le demande al motor.

En la figura 3.30 se muestra un acercamiento de las corrientes trifásicas de las terminales del motor y se observa cómo se forman las ondas senoidales, los cambios de zona también se notan en las ondas sinusoidales. Cuando se le aplica un par de carga nominal al motor, las corrientes alcanzan su valor nominal para este caso es de 3.5 A.

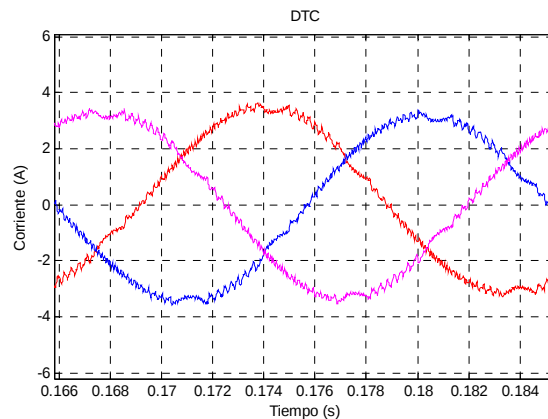


Figura 3.30 Corrientes Trifásicas con carga nominal.

En la figura 3.31(a) se muestra la trayectoria del flujo de estator en el plano $\alpha - \beta$. En la figura 3.27(a) se alcanza a ver la caída del vector flujo durante el arranque. Después del arranque el flujo de estator se mantiene en un valor constante, siguiendo una trayectoria casi-circular, no se logra que sea completamente circular debido a los cambios de zona, se alcanza a observar como el vector de flujo sigue el ancho de banda.

En la figura 3.31(b) se observa la trayectoria del flujo de rotor en el plano $\alpha - \beta$. La forma de la trayectoria del flujo de rotor es mas circular debido a que el entrehierro filtra los armónicos que se presentan en el flujo del estator. La magnitud del flujo de rotor es ligeramente menor que la de estator debido a la perdida que también ocasiona el entrehierro de la máquina de inducción, se observa como en el momento del arranque tiene un valor 0 que poco a poco se va incrementando hasta llegar casi al valor nominal del flujo de la maquina.

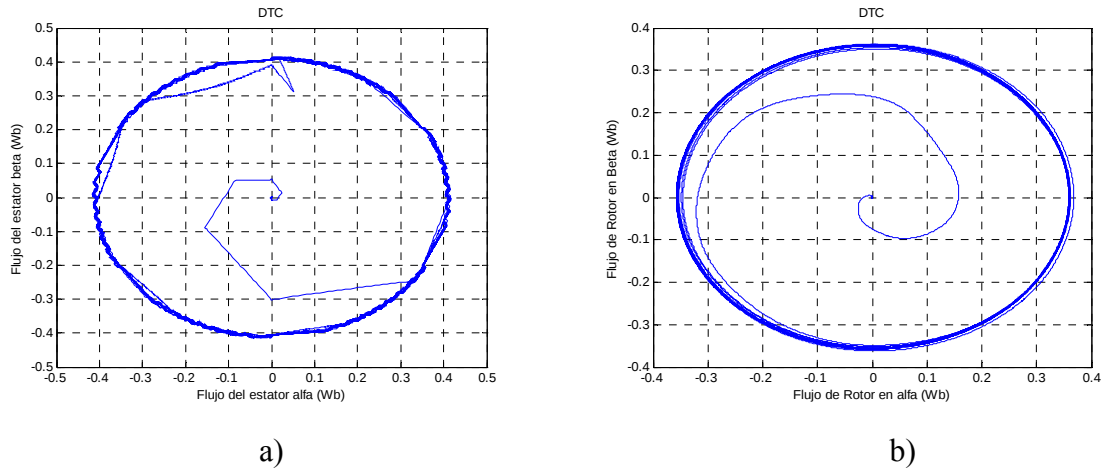


Figura 3.31 Flujo de estator y rotor en el plano $\alpha - \beta$.

En las figuras 3.32 se muestran los voltajes de fase y línea respectivamente. Los voltajes de fase son señales moduladas de 60 V y 120 V. Los voltajes de línea tienen magnitudes de 170 V positivos y negativos de forma alternada.

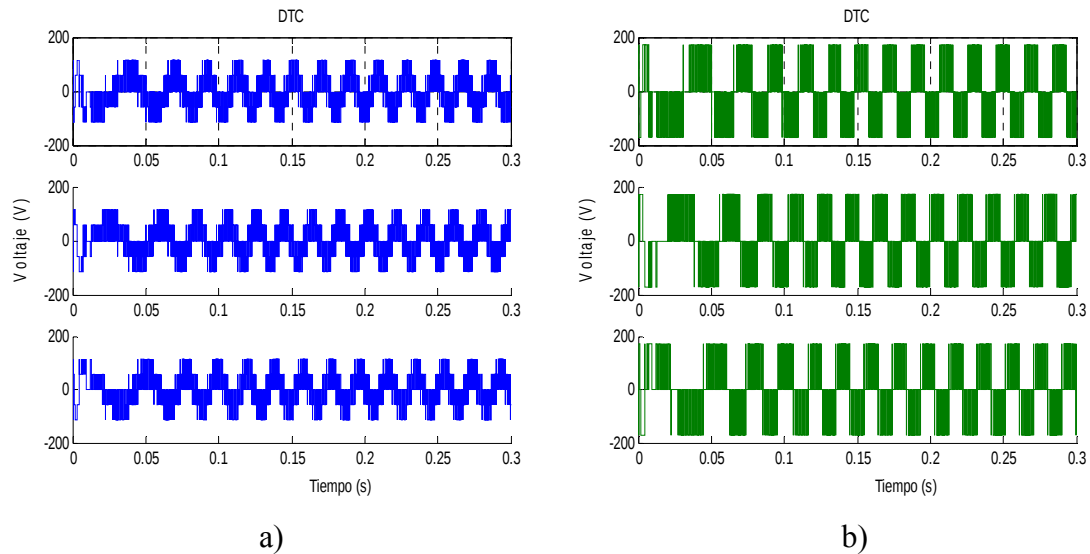


Figura 3.32 Voltajes de línea y fase.



3.9.2 SIMULACIÓN DEL DTC CLÁSICO CON VARIACIÓN DE VELOCIDAD.

Para la segunda simulación se toman como referencia los siguientes parámetros:

Flujo referencia = 0.41 Wb. Par de Referencia = 2.5 N-m aplicado en 0.12 seg.

Ancho de banda de Par = 0.2 N-m. Ancho de banda de Flujo = 0.01 wb.

Velocidad = 300 rad/seg reduciendo a 150 rad/seg en 0.2 seg.

Los Resultados de la simulación del DTC serán discutidos a continuación:

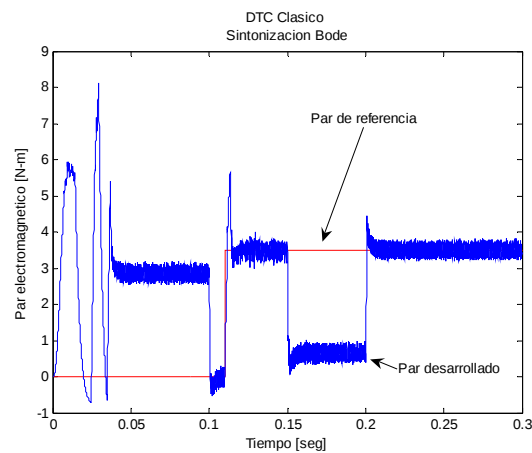


Figura 3.33 Respuesta del Par con variación de velocidad.

Para poder reducir la velocidad el control disminuye el valor del par electromagnético, esto se puede observar en la figura 3.33, ya que en el periodo de 0.15 a 0.2 seg el par disminuye.

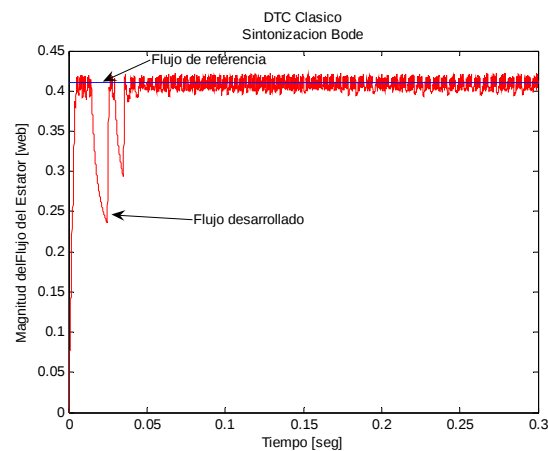


Figura 3.34 Respuesta de la magnitud del flujo del estator con variación de velocidad.



En el mismo periodo de tiempo de reducción de velocidad, la respuesta de la magnitud del flujo del estator se mantiene dentro del ancho de banda de histéresis establecido sin presentar perturbaciones (figura 3.34).

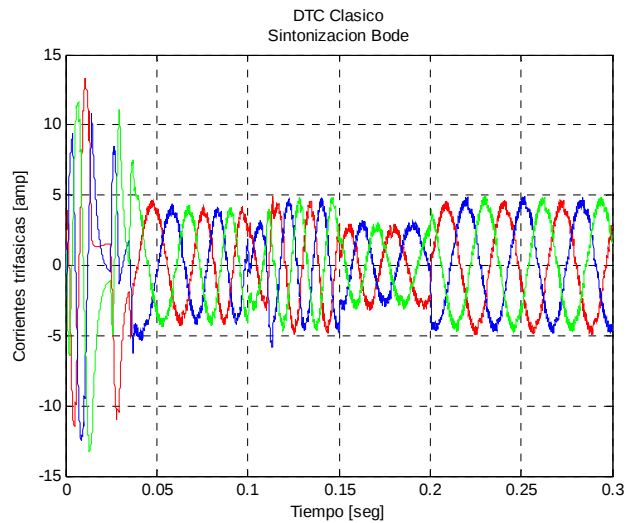
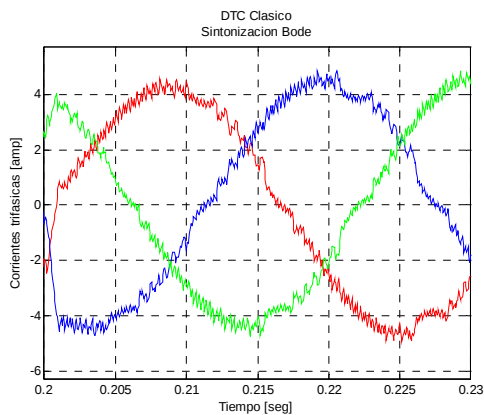
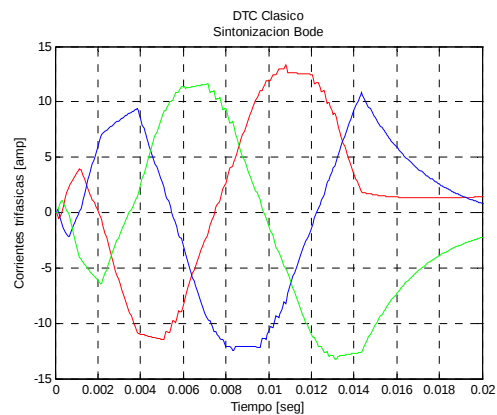


Figura 3.35 Respuesta de las corrientes trifásicas con variación de velocidad



a)



b)

Figura 3.36 Acercamiento a la respuesta de las corrientes trifásicas con variación de velocidad

En la figura 3.35, se puede observar la variación de las corrientes trifásicas del estator en sus diferentes etapas, durante el arranque en vacío la corriente llega a valores de 14 amp.



En la figura 3.36(b) las corrientes elevadas duran hasta 0.05 seg. donde las corrientes se estabilizan, al aplicarle un par de carga las corrientes elevan su valor hasta 5 amp., pero cuando por medio del control de velocidad se disminuye esta la corriente reduce hasta llegar al valor deseado de velocidad donde las corrientes vuelven a llegar a su valor nominal (Figura 3.36(a)).

Por último se tiene la grafica de la variación de velocidad (Figura 3.37), donde se observa como el control responde conforme al valor deseado.

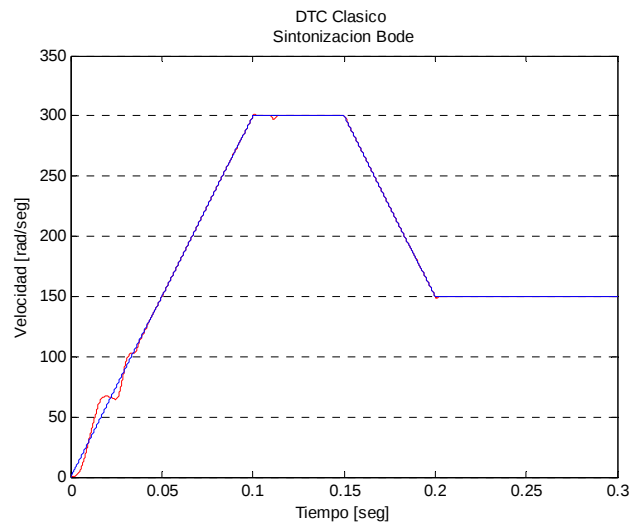


Figura 3.37 Respuesta de la velocidad.

3.9.3 SIMULACIÓN DEL DTC CLÁSICO CON VARIACIÓN DE VELOCIDAD Y PAR DE CARGA CONSIDERANDO EL ARRANQUE.

Para la segunda simulación se toman como referencia los siguientes parámetros:

Flujo referencia = 0.41 Wb. Par de Referencia = 2.5 N-m aplicado en 0 seg.

Ancho de banda de Par = 0.2 N-m. Ancho de banda de Flujo = 0.01 wb.

Velocidad = 300 rad/seg reduciendo a 150 rad/seg en 0.2 seg..

Los Resultados de la simulación del DTC serán discutidos a continuación.



Cuando se aplica un par de carga desde 0 seg. El par de arranque tiene que ser mayor que cuando se tiene un arranque en vacío, esto es demostrado en la figura 3.38, donde el par llega hasta un valor de 7 N-m para después seguir el valor de referencia, durante el periodo de reducción de velocidad la respuesta es la misma que en la figura 3.33.

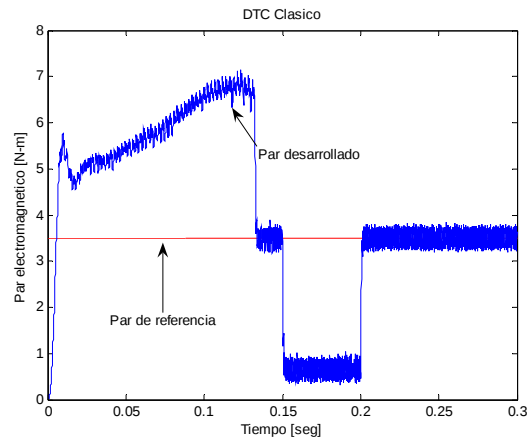


Figura 3.38 Respuesta del Par con par de carga aplicado al arranque.

Se obtiene una mejor respuesta de la magnitud del flujo del estator siguiendo al valor de referencia dentro del ancho de banda de flujo pero durante el arranque cuando las corrientes del estator son elevadas se observa que el flujo del estator logra rebasar el límite del ancho de banda (Figura 3.39).

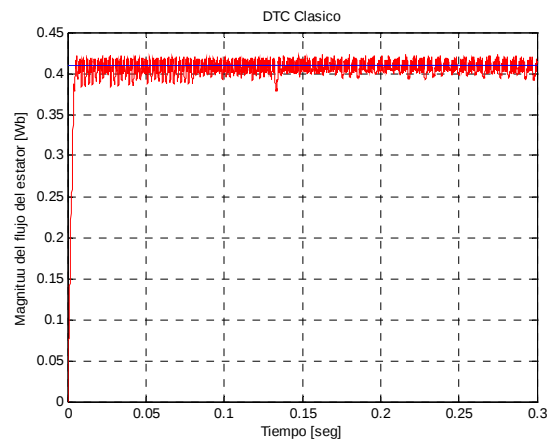


Figura 3.39 Respuesta de la magnitud del flujo del estator con par de carga aplicado al arranque.



Como se observó en la figura 3.38 donde el par de arranque es elevado, también se presenta lo mismo para las corrientes de arranque y se mantienen estos valores de corriente hasta que le motor alcance la velocidad deseada. Como se observa en la figura 3.40 la corriente de arranque elevada dura un periodo de 0 a 0.14 seg que es como 10 veces más tiempo que si se arranca en vacío. Además la velocidad también tarda más tiempo en llegar al valor deseado obteniendo una respuesta más lenta al arranque (Figura 3.41).

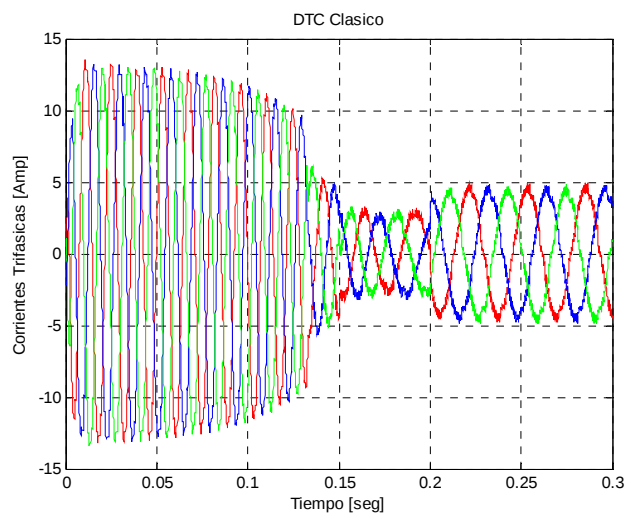


Figura 3.40 Respuesta de las corrientes trifásicas con par de carga aplicado al arranque.

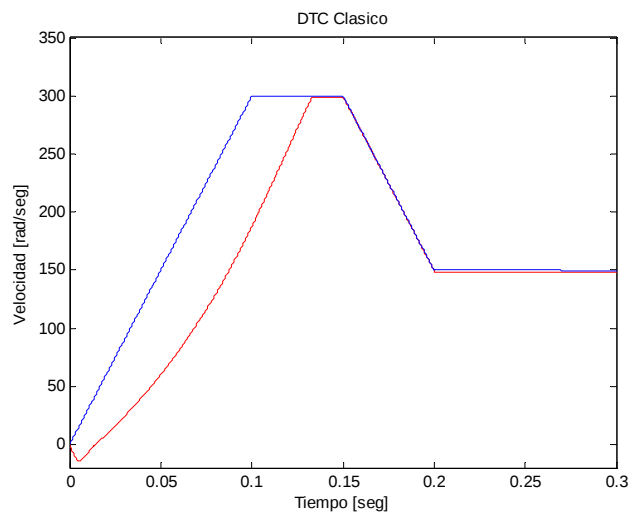


Figura 3.41 Respuesta de la velocidad con par de carga aplicado al arranque.



3.9.4 RESULTADOS DE LA SIMULACIÓN DEL DTC CLÁSICO CON LIMITADOR DE CORRIENTE Y ARRANQUE EN VACÍO.

A continuación se muestran la comparación de los resultados del DTC con limitador de corriente de arranque.

Para la simulación con limitador de corriente se toman como referencia los siguientes parámetros:

Flujo referencia = 0.41 Wb. Par de Referencia = 3.5 N-m aplicado en 0.12 seg.

Ancho de banda de Par = 0.2 N-m. Ancho de banda de Flujo = 0.01 wb.

Velocidad = 300 rad/seg reduciendo a 150 rad/seg en 0.2 seg. Limite de corriente = 6 Amp.

Los Resultados de la simulación del DTC serán discutidos a continuación:

Al aplicar el limitador de corriente de arranque, la respuesta del par electromagnético durante el arranque es similar al de la figura 3.33, el controlador de banda de histéresis de par mantiene el valor de par desarrollado dentro del valor de referencia (Figura 3.42).

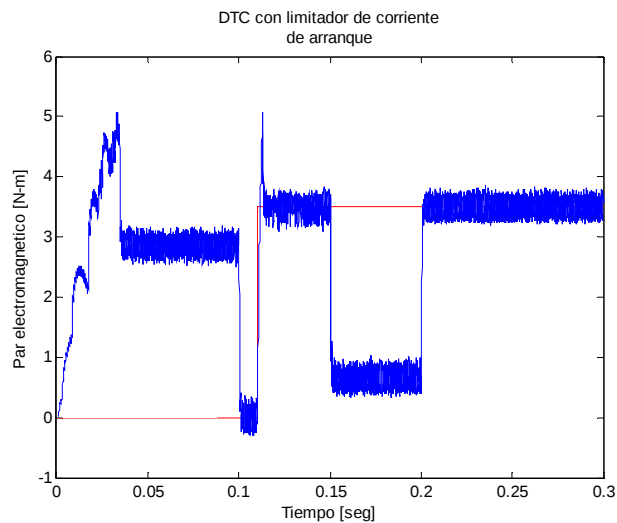


Figura 3.42 Respuesta del Par con limitación de corriente de arranque.



Para poder mantener la corriente de arranque dentro del límite es necesario aplicar vectores de voltaje cero y esto se observa en la magnitud del flujo del estator ya que no llega rapido al valor de referencia (Figura 3.43).

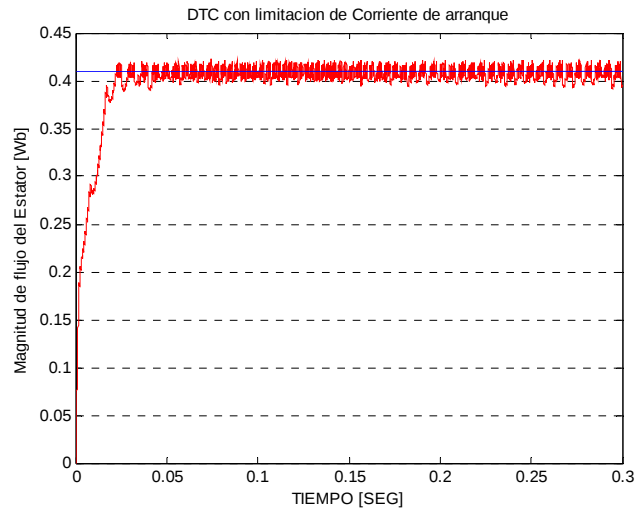


Figura 3.43 Respuesta de la magnitud del flujo del estator con limitación de corriente de arranque.

En la figura 3.44 se observa como el control del límite de corriente de arranque mantiene las corrientes de arranque por debajo del valor establecido.

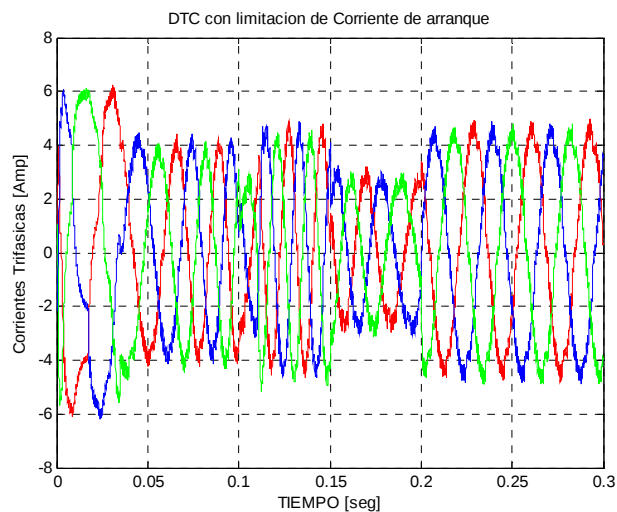


Figura 3.44 Respuesta de las corrientes trifásicas con limitación de corriente de arranque.



En la respuesta de la velocidad desarrollada se observa como durante la aplicación de los vectores cero la respuesta es más lenta (Figura 3.45).

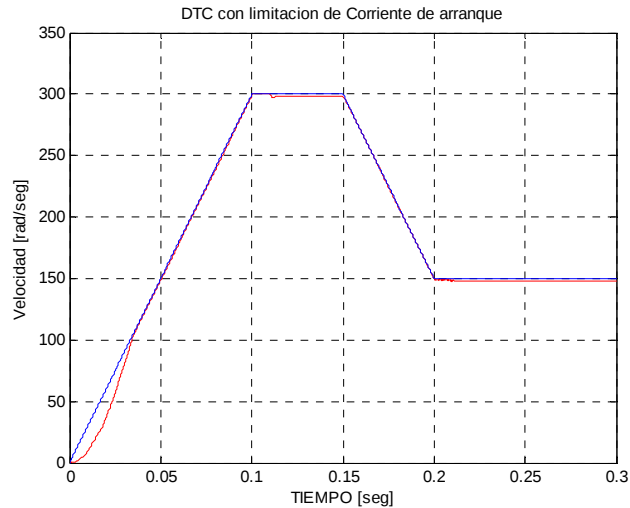


Figura 3.45 Respuesta de la velocidad con limitación de corriente de arranque.

3.9.5 SIMULACIÓN DEL DTC CLÁSICO CON LIMITADOR DE CORRIENTE CON CARGA.

Para la simulación 2 con limitador de corriente se toman como referencia los siguientes parámetros:

Flujo referencia = 0.41 Wb. Par de Referencia = 3.5 N-m aplicado en 0 seg.

Ancho de banda de Par = 0.2 N-m. Ancho de banda de Flujo = 0.01 wb.

Velocidad = 300 rad/seg reduciendo a 150 rad/seg en 0.2 seg..

Los Resultados de la simulación del DTC serán discutidos a continuación:

Como se observo en la figura 3.38 el par se eleva durante el arranque, pero al aplicarle el límite de corriente este disminuye su valor aunque su duración es mayor debido a que el motor tarda mayor tiempo en llegar a la velocidad deseada. Como se muestra en la figura 3.46 el par electromagnético aproximadamente dura el doble de tiempo que lo que duraría sin el limitador de corriente de arranque.

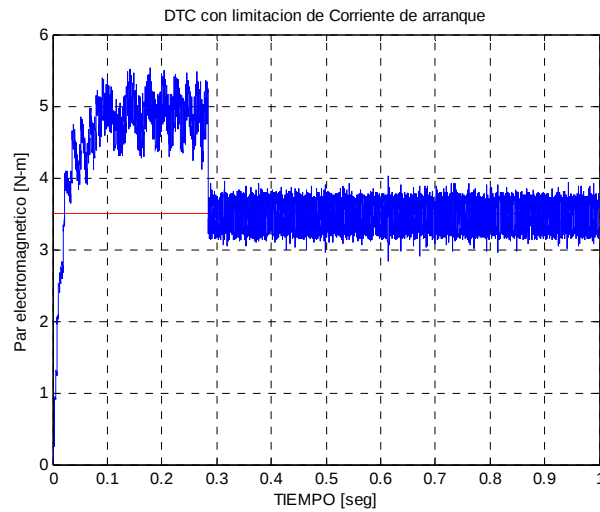


Figura 3.46 Respuesta del Par electromagnético con limitación de corriente de arranque aplicando el par de carga al arranque.

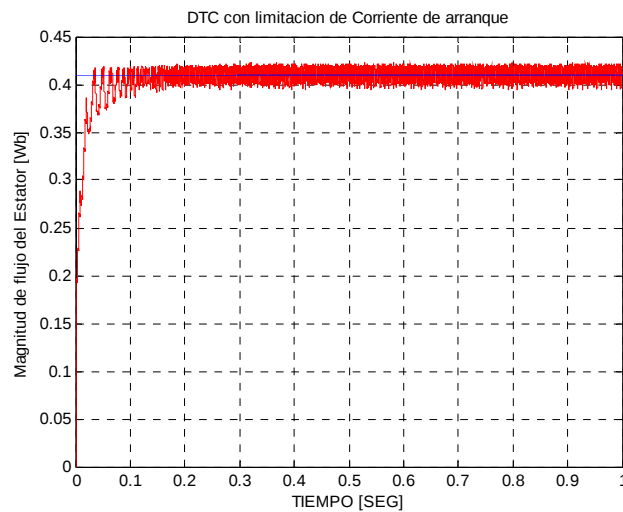


Figura 3.47 Respuesta de la magnitud del flujo del estator con limitación de corriente de arranque aplicando el par de carga al arranque.

En la figura 3.47 se muestra la respuesta del flujo, que durante el periodo de arranque se observa la aplicación de vectores de voltaje cero con mayor frecuencia que cuando se está en estado estable.

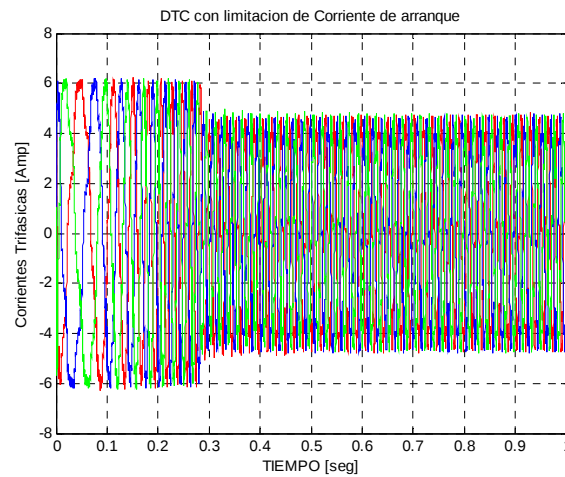


Figura 3.48 Respuesta de las corrientes trifásicas con limitación de corriente de arranque aplicando el par de carga al arranque.

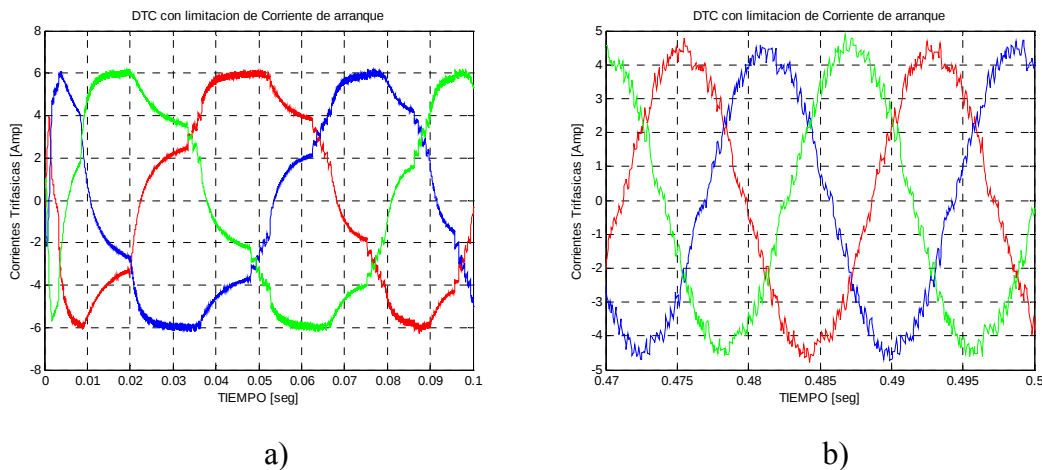


Figura 3.49 Acercamiento de la respuesta de las corrientes trifásicas con limitación de corriente de arranque aplicando el par de carga al arranque.

En la figura 3.48, se observa las corrientes de arranque limitadas por el control. La figura 3.49(a) muestra un acercamiento a las corrientes durante el arranque, las deformaciones que sufren las ondas senoidales son debidas a los vectores de voltaje cero, a diferencia de cuando se mantiene en estado estable las corrientes trifásicas recuperan su forma senoidal (Figura 3.49(b)). Por lo tanto se tiene que este limitador de corriente trabaja de forma eficiente evitando provocar daños al sistema debido a las altas corrientes de arranque que tiene los motores de inducción.



Por último se tiene la respuesta de la velocidad (Figura 3.50), donde debido a que se está limitando la corriente el motor demora en llegar al valor de referencia, en comparación con la figura 3.40 se observa que la respuesta de la velocidad del rotor es más rápida.

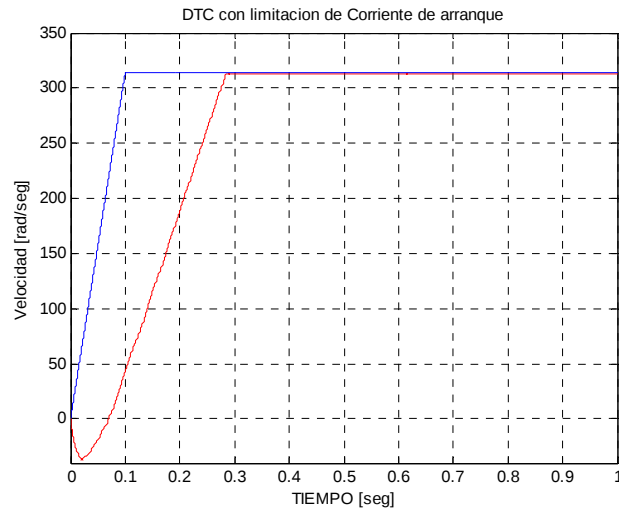


Figura 3.50 Respuesta de la velocidad con limitación de corriente de arranque aplicando el par de carga al arranque.



CAPITULO 4



CONTROL DE LA VELOCIDAD DE UN MOTOR DE INDUCCIÓN CON DTC IMPLEMENTANDO UN LÍMITE A LA FRECUENCIA DE CONMUTACIÓN.

4.1 INTRODUCCIÓN

Más de hace una década, el control directo de par (DTC) Se introdujo para dar una rápida y buena respuesta dinámica de par. DTC puede considerarse como una técnica alternativa del control de orientación de campo (FOC) [2], [51]. El sistema DTC como propuesta inicialmente en [2] es muy simple; En esta configuración básica consiste de un par de controladores de banda de histéresis del par y del flujo del estator, una tabla de selección de vectores de voltaje, y un inversor como fuente de voltaje (VSI). La configuración es mucho más simple que el sistema de FOC debido a la ausencia de transformaciones de marco de referencia, pulsewidth modulador (PWM) y un encoder de posición. Desde que se introdujo en 1986 [2], un gran número de documentos técnicos han aparecido en la literatura, principalmente a la búsqueda de mejorar el rendimiento de DTC para maquinas de inducción. Dos de las principales cuestiones que normalmente tratadas en los accionamientos empleando el DTC son, la variación de la frecuencia de conmutación del inversor utilizado y el alto rizado del par de torsión. Es bien sabido que la fuente o la raíz del problema de la frecuencia de conmutación variable es el uso de los controladores de banda de histéresis, en particular, la banda de histéresis de par. Un análisis de la frecuencia de conmutación basado en controladores de histéresis se presenta en [52].



4.1 FRECUENCIA DE CONMUTACIÓN.

Está demostrado que la frecuencia de conmutación es altamente influida por la velocidad del motor, que se debe principalmente a la dependencia del par hacia la velocidad. Sobre la base de este análisis, una predicción de un máximo de frecuencia de conmutación se puede hacer y, por lo tanto, seleccionar un adecuado dispositivo de conmutación. Sin embargo, si la unidad opera en el peor de los casos esta condición, la capacidad del dispositivo de conmutación no será utilizada en su totalidad.

En general, hay dos métodos que se pueden utilizar para resolver el problema de la frecuencia de conmutación variable:

- 1) Mediante el uso de bandas de histéresis variables para mantener una frecuencia de conmutación constante [53], y
- 2) Por el desempeño de la conmutación a intervalos regulares [16], [55], [56], [57], [58], [59], [60].

La aplicación del primer método de manera significativa aumenta la complejidad de la configuración del control DTC. Aunque, a cierta medida, una frecuencia constante se logra, el par rizado todavía es grande, que es inevitable por los controladores de banda de histéresis.

El segundo método significa básicamente que las bandas de histéresis se ponen a cero y que la selección de vectores de voltaje adecuado se realiza a intervalos regulares. Si un vector de voltaje activo o cero se aplica para todo el período de conmutación, entonces el par rizado convertirse inevitablemente alto. Varias técnicas se han propuesto para evitar esto, que es, en general, subdividir el período de conmutación en dos o más estados, a fin de sintetizar los vectores de voltaje. Algunos investigadores han subdividido los periodos de conmutación en dos estados: el vector de voltaje activo y cero.



La tarea es, por lo tanto, para calcular el ciclo útil de los vectores de voltaje tal que se logre mínimo de rizado de par [56] - [58]. Algunos han utilizado un modulador con vectores espaciales, que el período de conmutación subdivide en tres o más estados, a sintetizar la tensión de los vectores a fin de generar un mínimo rizado de par [54], [59], [61], [62]. En ambos enfoques, el uso de un rápido procesador para calcular el ciclo útil de vectores de voltaje para cada período de muestreo es inevitable, en particular, cuando es requerido tiempo de muestreo pequeño.

4.3 PROPUESTA DE LIMITACIÓN DE FRECUENCIA DE CONMUTACIÓN.

En esta tesis se propondrá un método simple y eficaz de superar el problema de las elevadas conmutaciones provocadas por una frecuencia de conmutación variable en el DTC. Para mantener la frecuencia de conmutación dentro de un límite, se emplea un controlador PI a la salida de la diferencia del par de referencia con el par desarrollado para después restar esta señal de control con un señal carrier triangular que nos dará la frecuencia límite de las conmutaciones del inversor, el resultado de comparar estas dos señales será introducido a un simple controlador de banda de histéresis de par para sustituir a la convencional de tres niveles de la misma forma se realizara para el controlador de banda de histéresis del flujo del estator [63].



4.4 DESARROLLO DEL PROGRAMA PARA SIMULACIÓN CON LIMITACIÓN DE FRECUENCIA DE CONMUTACIÓN.

A continuación se muestran los diagramas a bloque constituyen el programa de la simulación para implementar el límite a la frecuencia de conmutación del inversor mediante una señal triangular. Los programas fueron elaborados utilizando Matlab® Simulink®.

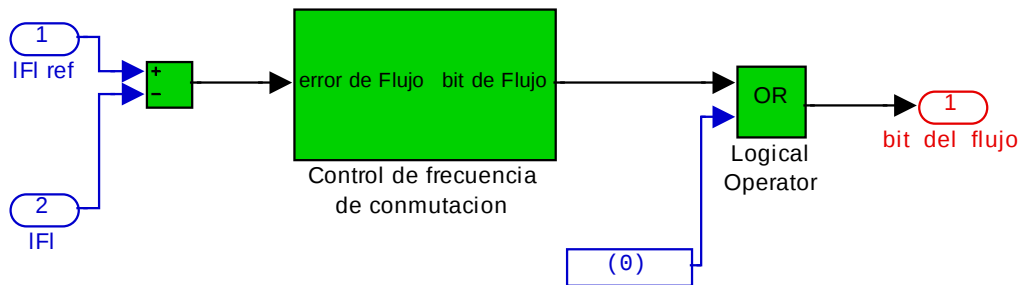


Figura 4.1 Bloques en Simulink® del control de flujo del estator.

La figura 4.1 presenta el diagrama a bloques del programa de limitación de frecuencia de conmutación en el lazo de control de la magnitud del flujo del estator. La Figura 4.2 muestra que el error obtenido entre el valor de referencia de flujo y el estimado, se introduce a un controlador PI para obtener una señal de control, esta señal de control se restará a la señal carrier de 10 kHz y el resultado pasara a través de la banda de histéresis, para obtener el bit de flujo.

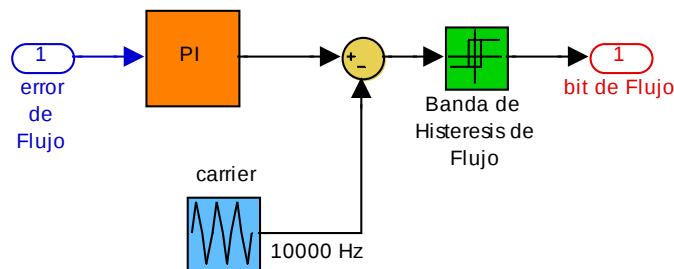


Figura 4.2 Bloques en Simulink® del control de la frecuencia de conmutación, lazo flujo.

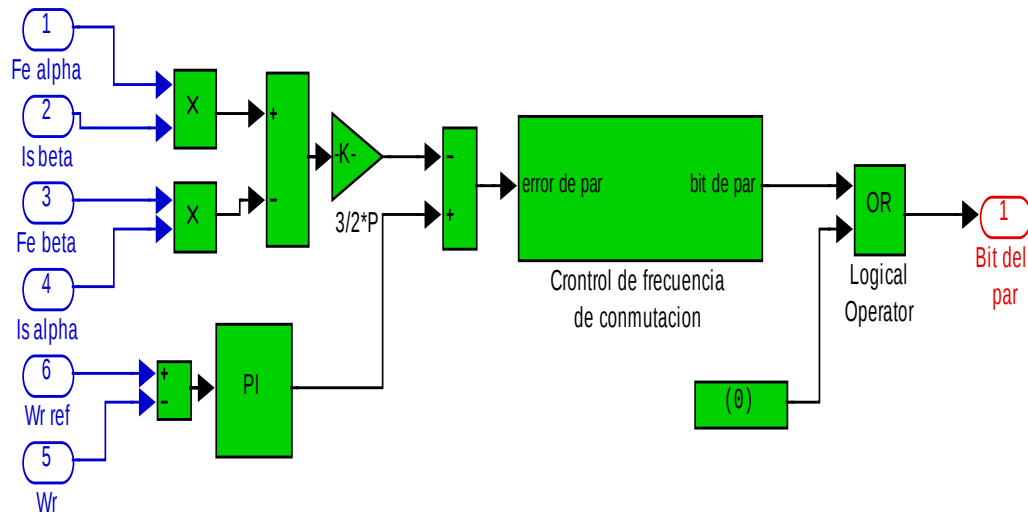


Figura 4.3 Bloques en Simulink® del control del par electromagnético.

La figura 4.3 muestra el diagrama a bloques del programa de limitación de frecuencia de conmutación en el lazo de control de par electromagnético. Para implementar el control de frecuencia de conmutación en el lazo de par, se realiza lo mismo que para el lazo del flujo, se le coloca un controlador PI y una señal carrier al error del par antes de pasar por el comparador de histéresis (Figura 4.4).

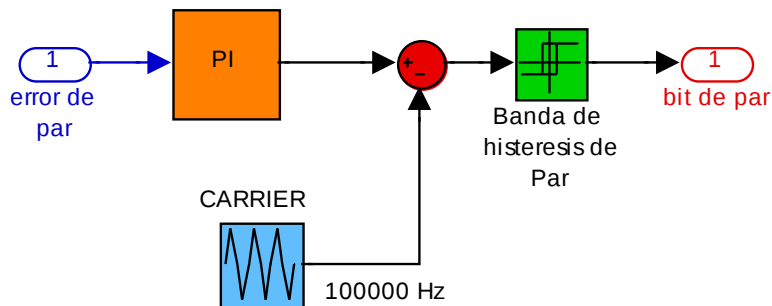


Figura 4.4 Bloques en Simulink® del control de la frecuencia de conmutación, lazo par.



4.5 RESULTADOS OBTENIDOS DE LAS SIMULACIONES

4.5.1 Simulación con parámetros base.

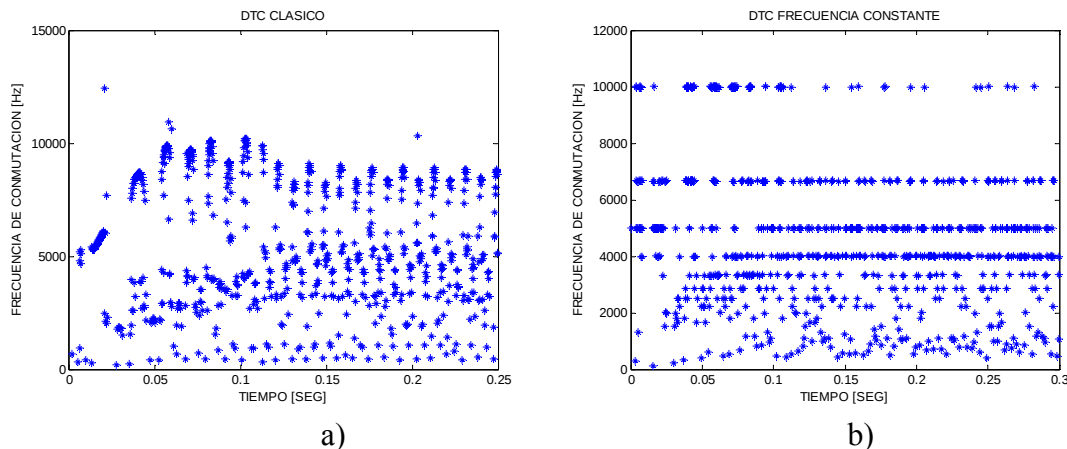
La primera simulación se realizó ocupando los parámetros base de los dos controladores de histéresis a una velocidad nominal. Los parámetros son los siguientes:

Ancho de banda de par electromagnético: 0.2 N-m

Ancho de banda del flujo del estator: 0.01 Wb

Par de carga aplicado en 0.12 seg.: 3.5 N-m

Velocidad: 300 rad/seg, Limite de frecuencia de conmutacion: 10000 Hz..



a) b)
Figura 4.5 Frecuencia de conmutación parámetros base.

Como se explica en [52], la frecuencia de conmutación en el inversor es variable si se emplea el DTC, como se observa en la figura 4.5(a) se presentan conmutaciones hasta de 13 kHz. Esto es debido a que para el DTC se emplean controladores de histéresis que determinan que acción se realice cuando se rebasan sus límites establecidos. La figura 4.5(b) presenta el resultado de emplear el un límite de frecuencia de conmutación de 10 kHz, se observa cómo se sigue presentando variable debido a que no se han eliminado las bandas de histéresis, pero en esta ocasión no se presentan conmutaciones arriba de 10 kHz y esto sirve para proteger los dispositivos de electrónica de potencia ya que al presentarse conmutaciones elevadas los dispositivos se pueden dañar e incluso quemar.



4.5.2 Simulación aumentando ancho de banda del flujo.

La segunda simulación se realizó aumentando el ancho de banda de histéresis del flujo y manteniendo el ancho de banda de par con el valor base, a una velocidad nominal. Los parámetros son los siguientes:

Ancho de banda de par electromagnético: 0.2 N-m

Ancho de banda del flujo del estator: 0.5 Wb

Par de carga aplicado en 0.12 seg.: 3.5 N-m

Velocidad: 300 rad/seg, Límite de frecuencia de conmutación: 10000 Hz.

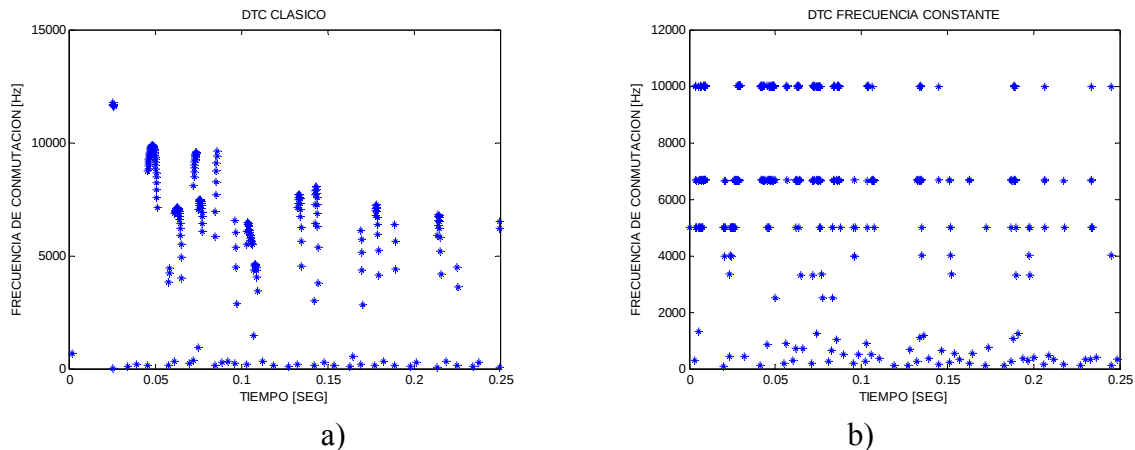


Figura 4.6 Frecuencia de conmutación aumentando ancho de banda de flujo.

Al aumentar el ancho de banda se reduce el número de conmutaciones debido a que el margen para el error del flujo es más amplio. En la figura 4.6(a) se tiene que aunque el número de conmutaciones sea menor se llegan a presentar conmutaciones por arriba de 10 kHz por el contrario la simulación con el límite de frecuencia conmutación mantiene las conmutaciones por debajo de 10 kHz (Figura 4.6(b)).

4.5.3 Simulación estrechando el ancho de la banda del flujo.

La tercera simulación se realizó estrechando el ancho de banda de histéresis del flujo y manteniendo el ancho de banda de par con el valor base, a una velocidad nominal.



Los parámetros son los siguientes:

Ancho de banda de par electromagnético: 0.2 N-m

Ancho de banda del flujo del estator: 0.001 Wb

Par de carga aplicado en 0.12 seg.: 3.5 N-m

Velocidad: 300 rad/seg, Límite de frecuencia de conmutación: 10000 Hz..

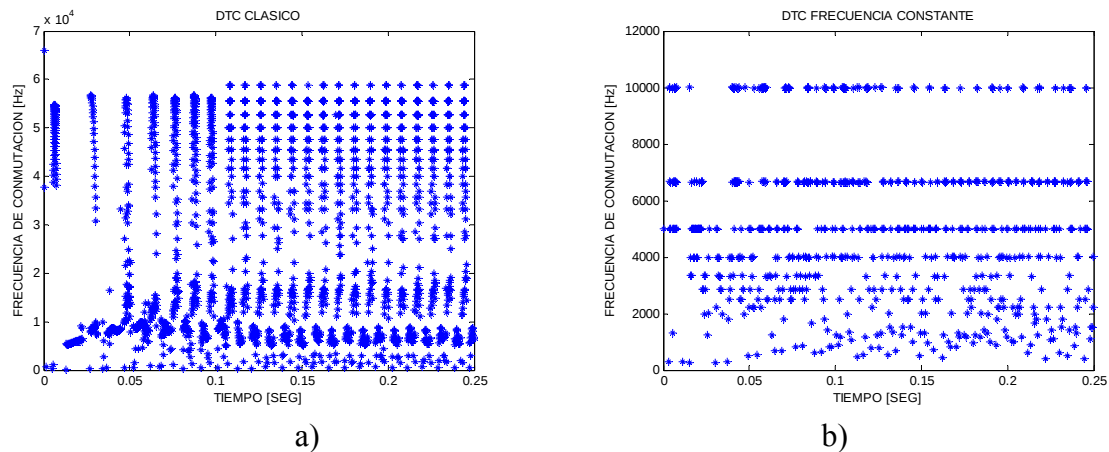


Figura 4.7 Frecuencia de conmutación disminuyendo ancho de banda de flujo.

Como se puede observar en la figura 4.7 (a) al estrechar el ancho de banda del flujo se disminuye el margen para el error obtenido entre el valor de referencia y el estimado provocando que la frecuencia de conmutación se eleve demasiado hasta tomar valores de 60 kHz lo cual podría dañar permanentemente los dispositivos de electrónica de potencia. Lo cual no ocurre al implementar el límite de frecuencia de conmutación (Figura 4.7(b)), el cual se observa que se mantiene dentro del límite de 10 kHz.

4.5.4 Simulación aumentando ancho de banda del par.

La cuarta simulación se realizó aumentando el ancho de banda de histéresis del par y manteniendo el ancho de banda del flujo con el valor base, a una velocidad nominal. Los parámetros son los siguientes:

Ancho de banda de par electromagnético: 1 N-m

Ancho de banda del flujo del estator: 0.01 Wb

Par de carga aplicado en 0.12 seg.: 3.5 N-m

Velocidad: 300 rad/seg, Límite de frecuencia de conmutación: 10000 Hz.

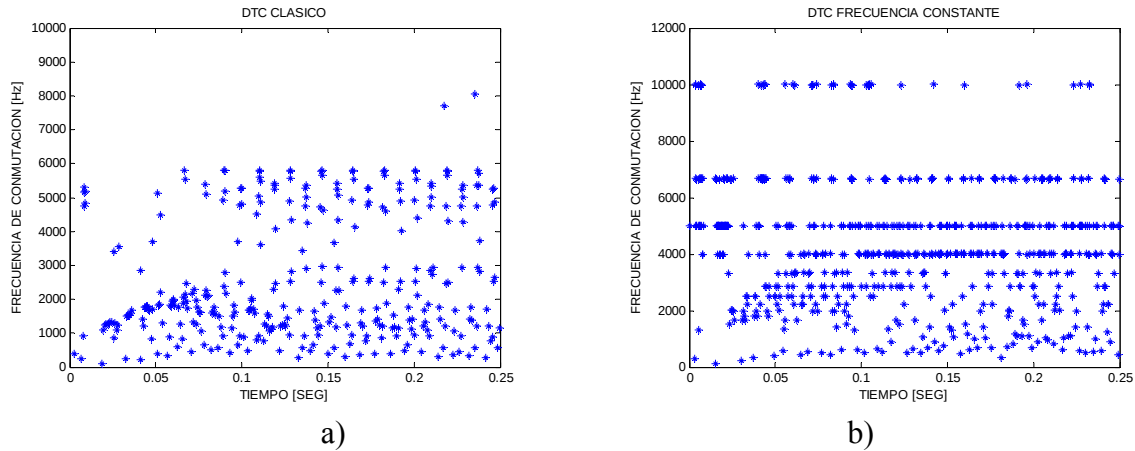


Figura 4.8 Frecuencia de conmutación aumentando ancho de banda de par.

Si se aumenta el ancho de banda de par demasiado, ocurre lo mismo que si se aumenta el ancho de banda de flujo, las conmutaciones disminuye e incluso no rebasan los 8 kHz (Figura 4.8(a)). Como se puede observar en la figura 4.8(b) la frecuencia de conmutación se mantiene dentro del rango de los 10 kHz del límite establecido.

4.5.5 Simulación estrechando ancho de banda del par.

La quinta simulación se realizó estrechando el ancho de banda de histéresis del par y manteniendo el ancho de banda del flujo con el valor base, a una velocidad nominal. Los parámetros son los siguientes:

Ancho de banda de par electromagnético: 0.01 N-m

Ancho de banda del flujo del estator: 0.01 Wb

Par de carga aplicado en 0.12 seg.: 3.5 N-m

Velocidad: 300 rad/seg, Límite de frecuencia de conmutación: 10000 Hz.

Al estrechar el ancho de banda de par sucede lo mismo que cuando se estrecha el ancho de banda del flujo, lo cual provoca que se eleven el número conmutaciones llegando a tomar valores 200 kHz (Figura 4.9(a)), lo cual quemaría los dispositivos del inversor. La solución de poner el controlador PI y la señal carrier antes del controlador de histéresis permite mantener la frecuencia de conmutación por debajo del límite de 10 kHz, se puede observar esto en la figura 4.9(b).

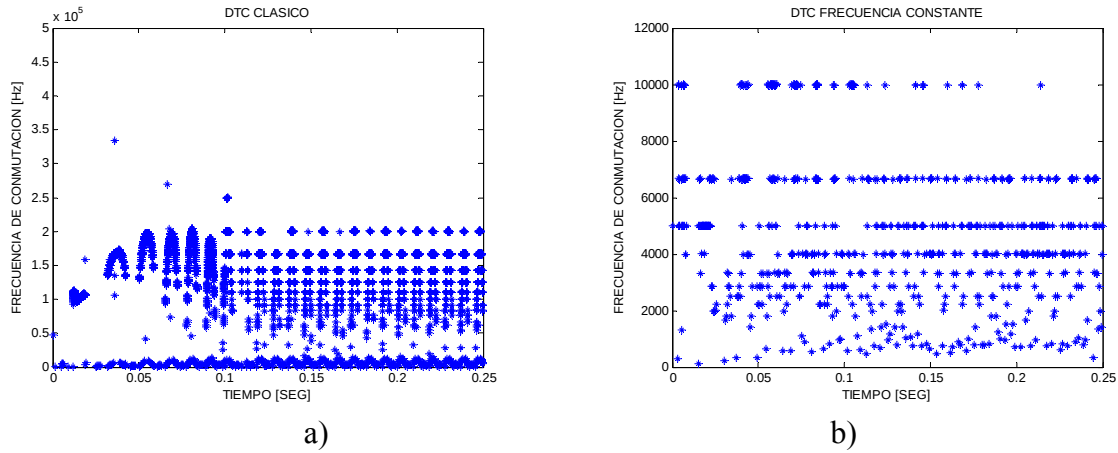


Figura 4.9 Frecuencia de conmutación disminuyendo ancho de banda de par.

4.5.6 Simulación con parámetros base a baja velocidad.

La sexta simulación se realizó con parámetros base de los dos controladores de banda de histéresis, a una baja velocidad. Los parámetros son los siguientes:

Ancho de banda de par electromagnético: 0.2 N-m

Ancho de banda del flujo del estator: 0.01 Wb

Par de carga aplicado en 0.12 seg.: 3.5 N-m

Velocidad: 20 rad/seg, Limite de frecuencia de conmutacion: 10000 Hz..

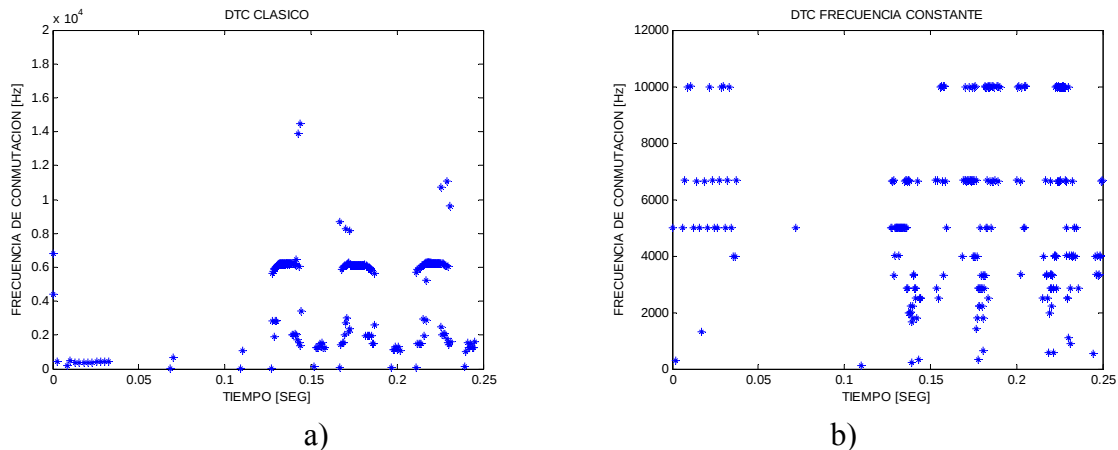


Figura 4.10 Frecuencia de conmutación a baja velocidad.

Al disminuir la velocidad la frecuencia de conmutación también se eleva (Figura 4.10(a)), lo cual se corrige al colocar el límite de frecuencia de conmutación (Figura 4.10(b)).



4.5.7 Simulación con parámetros base y arranque con carga.

La sexta simulación se realizó con parámetros base de los dos controladores de banda de histéresis, a una baja velocidad. Los parámetros son los siguientes:

Ancho de banda de par electromagnético: 0.2 N-m

Ancho de banda del flujo del estator: 0.01 Wb

Par de carga aplicado en 0 seg.: 3.5 N-m

Velocidad: 300 rad/seg, Límite de frecuencia de conmutación: 10000 Hz..

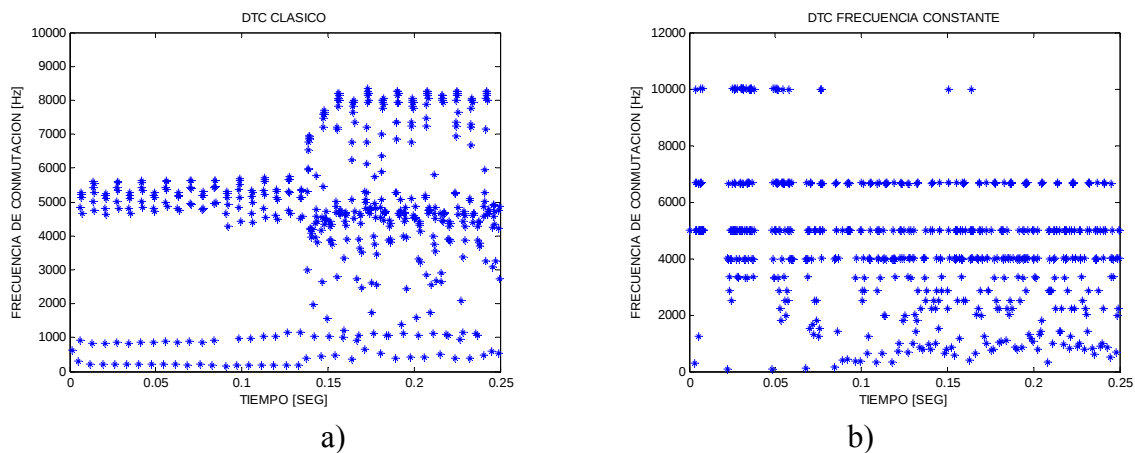


Figura 4.11 Frecuencia de conmutación con par de carga aplicado en 0 seg.

El control de frecuencia de conmutación actúa de la misma manera que en las simulaciones anteriores manteniendo la frecuencia en el límite de 10 kHz, como se puede observar en la figura 4.11 (b).

4.6 COMPARACIÓN ENTRE DTC CLÁSICO Y DTC CON LIMITACIÓN DE FRECUENCIA DE CONMUTACIÓN.

Las siguientes simulaciones se realizaron estrechando los dos anchos de banda.

Con los siguientes parámetros:

Ancho de banda de par electromagnético: 0.01 N-m

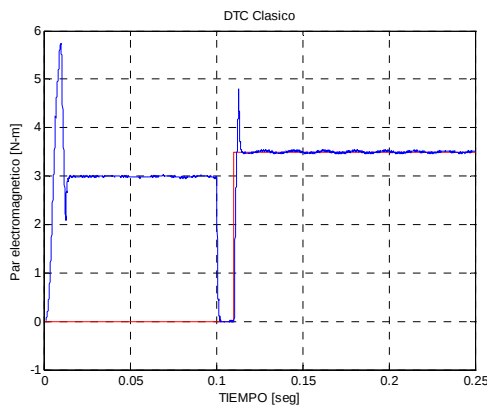
Ancho de banda del flujo del estator: 0.001 Wb

Par de carga aplicado en 0.12 seg.: 3.5 N-m

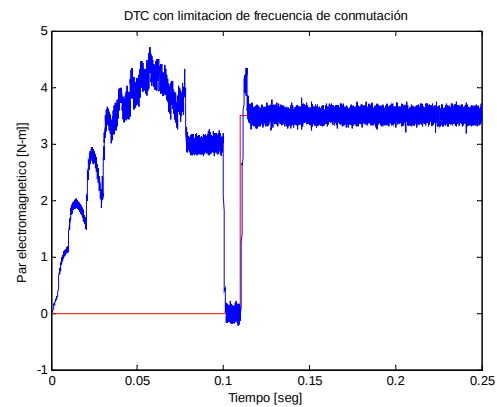
Velocidad: 314.5 rad/seg, Límite de frecuencia de conmutación: 10000 Hz..



Los resultados del DTC clásico y el DTC con límite de frecuencia se analizarán a continuación. La respuesta de par al estrechar las dos bandas del DTC clásico se muestra en la figura 4.12(a), donde se puede observar como el par de desarrollado sigue el valor de referencia. Para la simulación con el límite de frecuencia mostrado en la figura 4.12(b), se puede observar que aunque se estrechen los anchos de banda se tiene una respuesta del par con un ancho de banda más amplio, y esto es provocado porque al tener la señal carrier triangular produce que los datos que son leídos por el controlador de histéresis sean solo los que coinciden a la frecuencia de la carrier, permitiendo esto que se tenga que el control de histéresis funcione a una frecuencia limite.

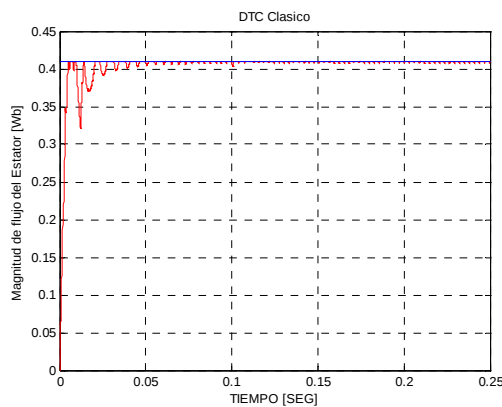


a)

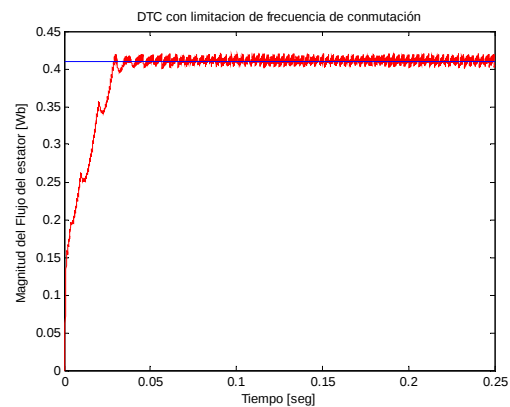


b)

Figura 4.12 Respuesta del par electromagnético.



a)

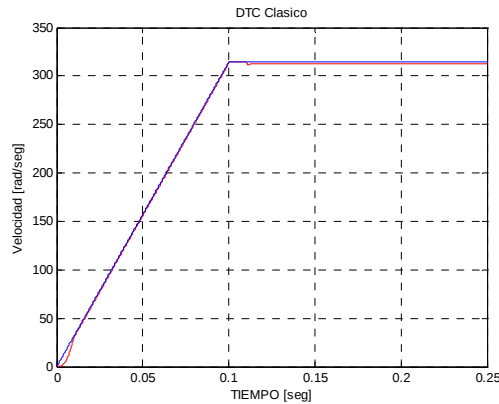


b)

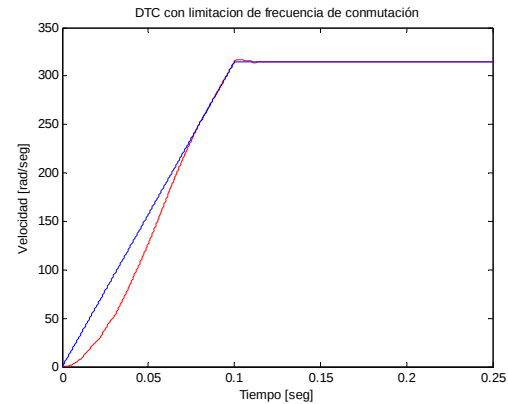
Figura 4.13 Respuesta del flujo del estator.



La figura 4.13(a) muestra el DTC clásico estrechando las dos bandas, donde se puede observar que el control funciona de manera eficiente al igual que cuando se controla con el límite de frecuencia de conmutación, como se observa en la figura 4.13(b) que el control del flujo no es afectado, el flujo desarrollado se mantiene siguiendo el flujo de referencia.



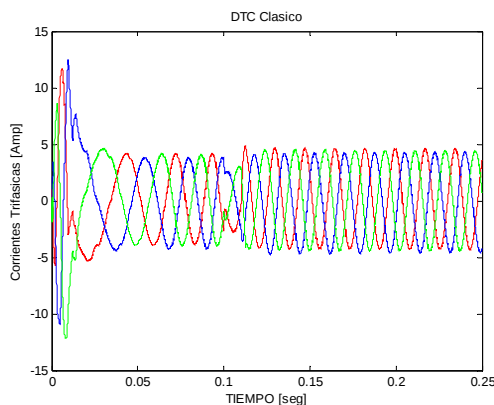
a)



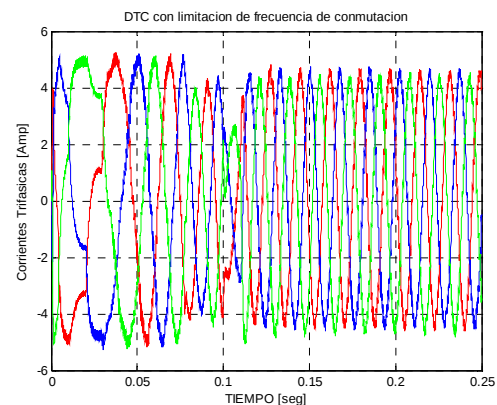
b)

Figura 4.14 Respuesta de la velocidad.

Se encontró que para los dos tipos de control, la velocidad desarrollada sigue el valor de referencia deseado (Figura 4.14). La figura 4.15 muestra la respuesta de las corrientes trifásicas donde se puede observar que con el DTC clásico el rizado de la onda es menor que con el límite de frecuencia de conmutación.



a)



b)

Figura 4.15 Respuesta de las corrientes trifásicas.



La Figura 4.16(a) es un acercamiento a las ondas trifásicas de la figura 4.15(a), y se observa como la señal no tiene rizado debido a que el ancho de banda es pequeño. La figura 4.16(b) muestra la respuesta del DTC con limite de frecuencia de conmutación, presentando ondas con un poco mas de rizado. Las dos graficas se mantienen muestran un valor pico de corriente de 4 Amp.

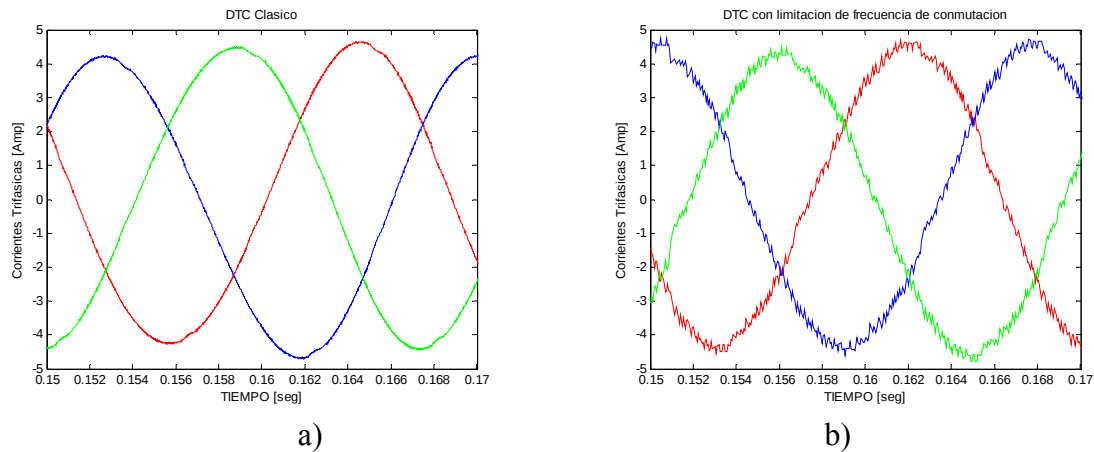


Figura 4.16 Acercamiento a las corrientes trifásicas.

Al tener una corriente con poco rizado como en la figura 4.16(a), provoca que la frecuencia de conmutación se eleve, teniendo conmutaciones de 400 kHz (4.17(a)), lo cual causaría que el inversor se quemara. Por tal motivo se propone la solución de implementar el límite de frecuencia de conmutación manteniendo en el valor preestablecido, como se puede observar en la figura 4.17(b), la frecuencia de conmutación se mantiene en 10 kHz.

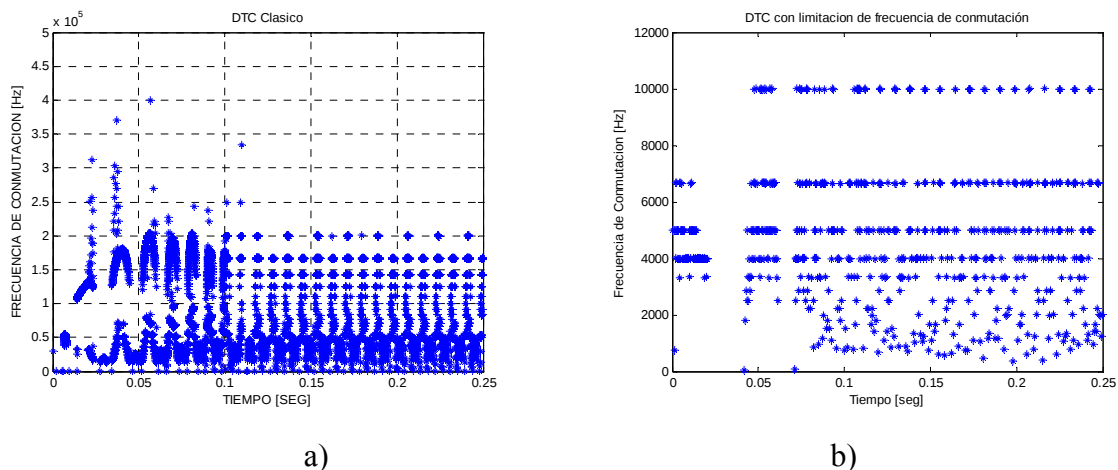


Figura 4.17 Respuesta de la frecuencia de conmutación.



CAPITULO 5



CONTROL DIRECTO DE PAR SIN SENSOR DE VELOCIDAD.

5.1 INTRODUCCIÓN

La tradicional técnica de control de campo orientado (Field Oriented Control, FOC) ([64],[65],[66]) representa una tentativa a reproducir, para un motor de inducción, una conducta dinámica similar a la que se tiene con la máquina de corriente directa, caracterizada por el hecho de que el par desarrollado es proporcional a las modulaciones de la corriente de estator: para alcanzar este objetivo, es necesario mantener el valor del flujo de rotor constantemente igual a el valor nominal, así que, entonces, el empleo óptimo de los circuitos magnéticos garantiza la máxima eficiencia de potencia.

Quince años después de la aparición del FOC, otra técnica de control del par en motores de inducción fue desarrollada y presentada: el Control Directo de Par (Direct Torque control, DTC) [2]. Con el uso del DTC es posible obtener buena dinámica del control de par cuando no existe un transductor mecánico en la flecha de la máquina.

Así, el DTC puede ser considerado como una técnica de control del tipo “Sensorless”. El nombre DTC es derivado desde el hecho de que, sobre el fundamento de los errores entre la referencia y los valores estimados del par y del flujo, es posible directamente controlar los estados del inversor para mantener el error del par y del flujo dentro de los límites de banda de histéresis predeterminados [67].

Existen diferentes métodos para determinar la velocidad del rotor, de los cuales se pueden resumir los más importantes a continuación [33]:

- Cálculo del deslizamiento
- Síntesis directa desde variables de estado



- Modelo referenciado de un sistema adaptable (MRAS)
- Velocidad adaptable observador de flujo (Luenberger observer)
- Filtro de Kalman (EKF)
- Harmónicos de ranura.
- Saliencias del rotor.

Los controladores de los accionamientos del motor de inducción sin sensor de velocidad extraen la información de la velocidad de la flecha desde las mediciones de los voltajes del estator y corrientes de las terminales del motor. La mayoría de los métodos de identificación de velocidad del rotor se basan sobre una aproximación del modelo fundamental de la maquina. El uso de la ecuación del estator, particularmente la integración del vector de voltaje de estator, es común para todos los métodos.

5.2 ESTIMACIÓN DE VELOCIDAD MEDIANTE EL CÁLCULO DEL DESLIZAMIENTO

Un obvio camino para obtener el valor de la velocidad del estator suele ser usado el $a \tan 2$ (Cuarto cuadrante arco tangente) función para el cálculo del ángulo de flujo de estator y la derivada resulta [67]:

$$\hat{\omega}_s = \frac{d}{dt}(\hat{\theta}_s^s) = \frac{d}{dt} \left(a \tan 2 \left(\frac{\hat{\psi}_{s\beta}^s}{\hat{\psi}_{s\alpha}^s} \right) \right) \quad (5.1)$$



Si la derivación es modificada analíticamente, obtenemos el siguiente resultado:

$$\hat{\omega}_s = \frac{\hat{\psi}_{s\beta}^s \psi_{s\alpha}^s - \hat{\psi}_{s\alpha}^s \psi_{s\beta}^s}{(\hat{\psi}_{s\alpha}^s)^2 + (\hat{\psi}_{s\beta}^s)^2} \quad (5.2)$$

Conociendo la ecuación básica:

$$\hat{\psi}_s^s = \frac{d\hat{\psi}_s^s}{dt} = u_s^s - R_s i_s^s \quad (5.3)$$

Por lo tanto la ecuación (2.29) puede ser rescrita como:

$$\hat{\omega}_s = \frac{\psi_{s\beta}^s (u_{s\alpha}^s - R_s i_{s\alpha}^s) - \hat{\psi}_{s\alpha}^s (u_{s\beta}^s - R_s i_{s\beta}^s)}{(\hat{\psi}_{s\alpha}^s)^2 + (\hat{\psi}_{s\beta}^s)^2} \quad (5.4)$$

El valor estimado de la velocidad del rotor puede ser calculado mediante la siguiente ecuación:

$$\hat{\omega}_r = \hat{\omega}_s - \hat{\omega}_{slip} \quad (5.5)$$

Donde la velocidad de deslizamiento es directamente obtenida a partir de los valores de referencia [68].

$$\hat{\omega}_{slip} = \frac{3}{2} \frac{R_r}{p} \frac{T^d}{|\psi_r^d|^2} \quad (5.6)$$



5.3 DESARROLLO DEL PROGRAMA PARA LA SIMULACIÓN DEL CONTROL DIRECTO DE PAR SIN SENSOR DE VELOCIDAD

La estimación de la velocidad del rotor se empleara por medio del método del cálculo de la velocidad síncrona por medio de la ecuación 5.4 para posteriormente calcular la velocidad de deslizamiento con la ecuación 5.6, por medio de los resultados obtenidos de la velocidad síncrona y la velocidad de deslizamiento se calcula la velocidad del rotor por medio de la ecuación 5.5.

A continuación se muestran los diagramas a bloque constituyen el programa de la simulación para del control directo de par sin sensor de velocidad. Los programas fueron elaborados utilizando Matlab[®] Simulink[®].

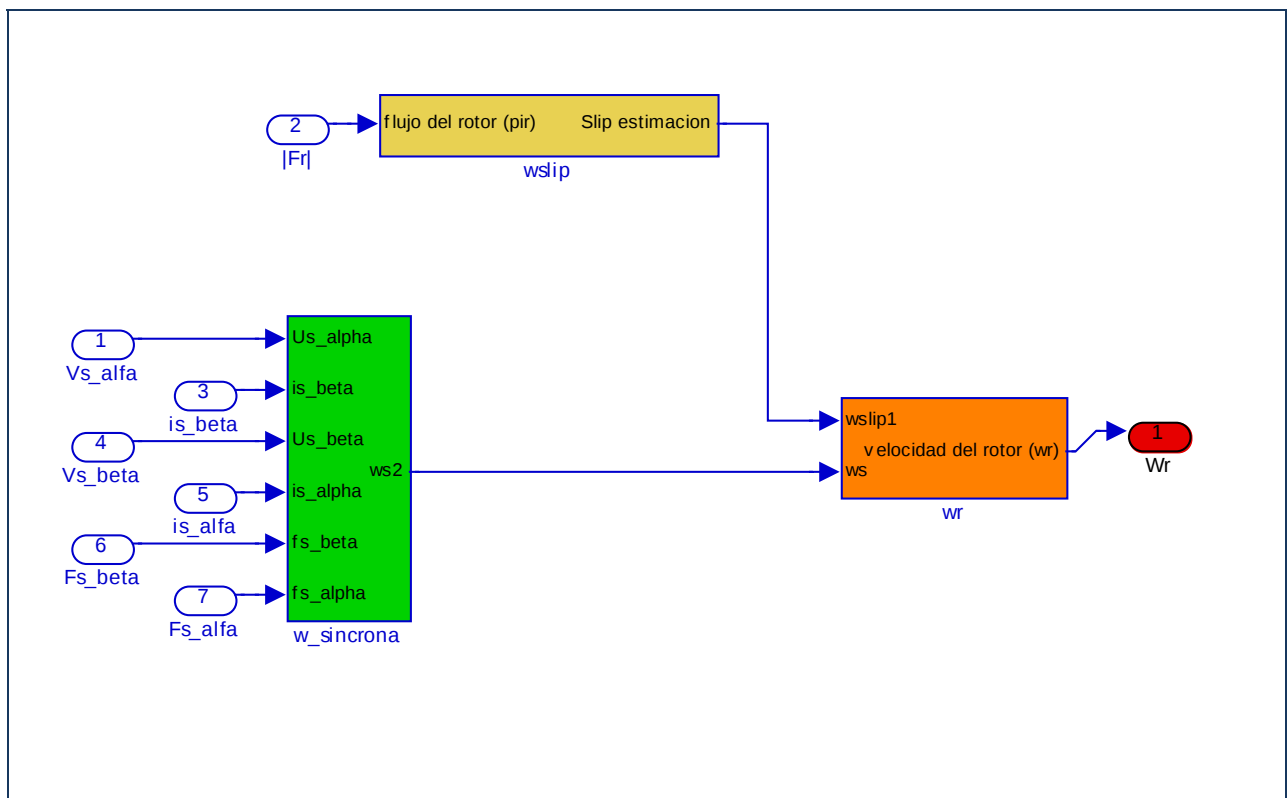


Figura 5.1 Bloques para la estimación de velocidad.

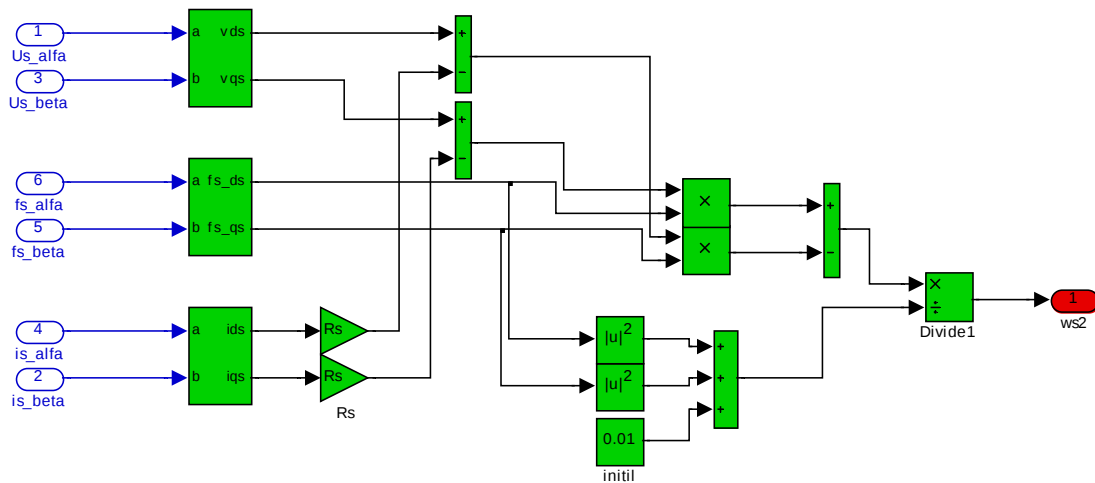


Figura 5.2 Representación a bloques de la ecuación 5.4.

La figura 5.2 presenta el diagrama a bloques del programa para representar la ecuación del cálculo de la velocidad síncrona. La Figura 5.3 presenta el diagrama a bloques del programa para representar la ecuación del cálculo de la velocidad de deslizamiento.

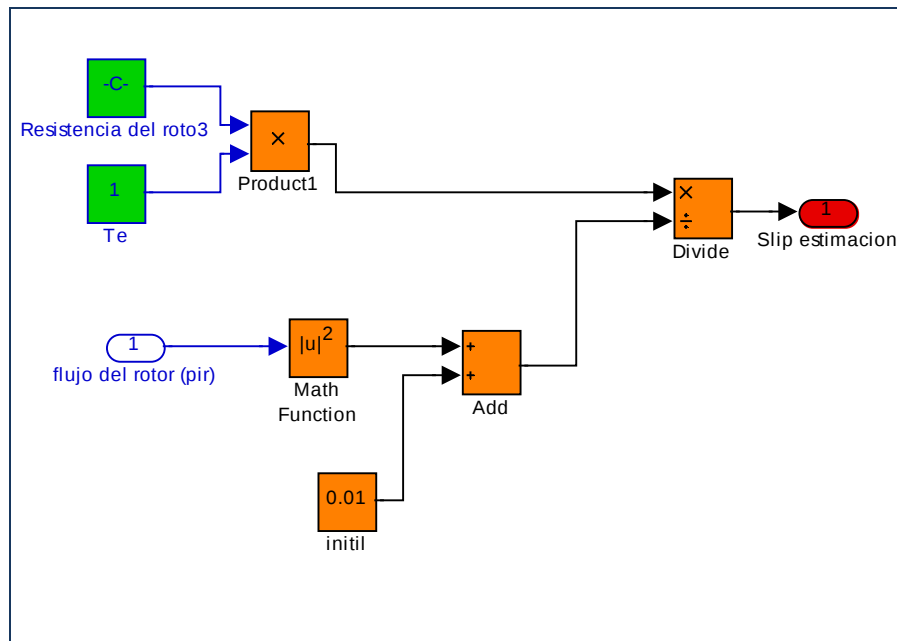


Figura 5.3 Representación a bloques de la ecuación 5.6.



La Figura 5.4 presenta el diagrama a bloques del programa para representar la ecuación del cálculo de la velocidad del rotor.

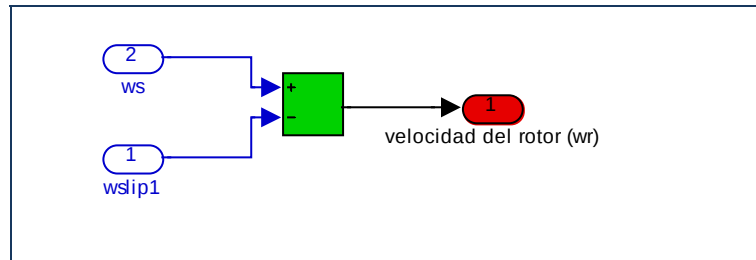


Figura 5.4 Representación a bloques de la ecuación 5.5.

5.4 RESULTADOS DE LA SIMULACIÓN DTC SENSORLESS.

5.4.1 Simulación sin sensor de velocidad.

La primera simulación se realizó ocupando los parámetros base de los dos controladores de histéresis a una velocidad nominal. Los parámetros son los siguientes:

Ancho de banda de par electromagnético: 0.2 N-m

Ancho de banda del flujo del estator: 0.01 Wb

Par de carga aplicado en 0.12 seg.: 3.5 N-m

Velocidad: 314.5 rad/seg.,.

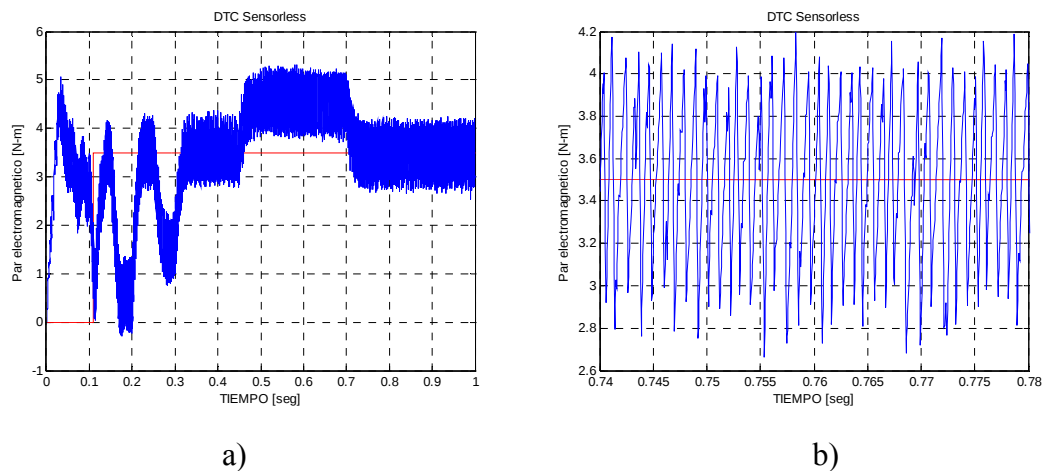


Figura 5.5 Respuesta par electromagnético con DTC sin sensor de velocidad.



Se observa que en la respuesta de par de la figura 5.5 de las simulaciones sin sensor de velocidad, el par de desarrollado sigue el valor del par de referencia como en las simulaciones con sensor de velocidad, además se puede comprobar la relación que existe entre el par electromagnético y la velocidad del rotor, por ejemplo en el periodo donde se requiere aumentar la velocidad también el par aumenta.

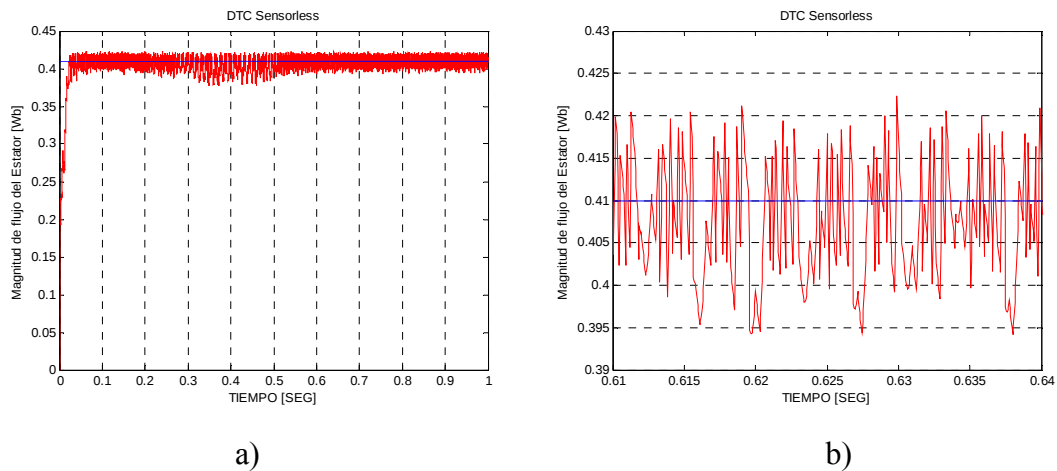


Figura 5.6 Respuesta de la magnitud del flujo del estator con DTC sin sensor de velocidad.

La figura 5.6 muestra la respuesta del flujo del estator sin emplear un sensor de velocidad, el flujo desarrollado se mantiene dentro del ancho de banda de histéresis establecido como en las simulaciones con sensor del capítulo 3.

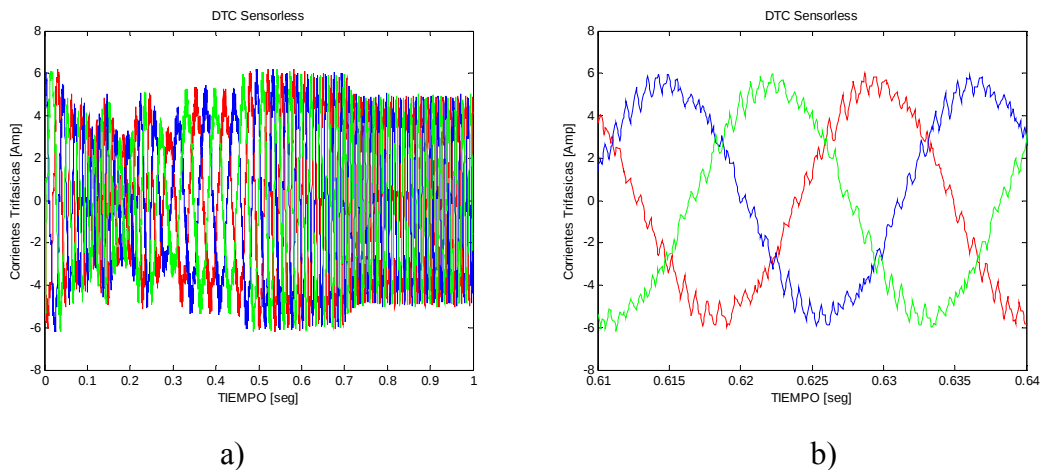


Figura 5.7 Corrientes trifásicas DTC sin sensor de velocidad.



La figura 5.7 muestra la respuesta de las señales trifásicas, se puede ver la forma de onda senoidal con el rizado característico por el control mediante comparadores de banda de histéresis, los resultados obtenidos son parecidos a los del capítulo 3 donde se emplea el sensor de velocidad.

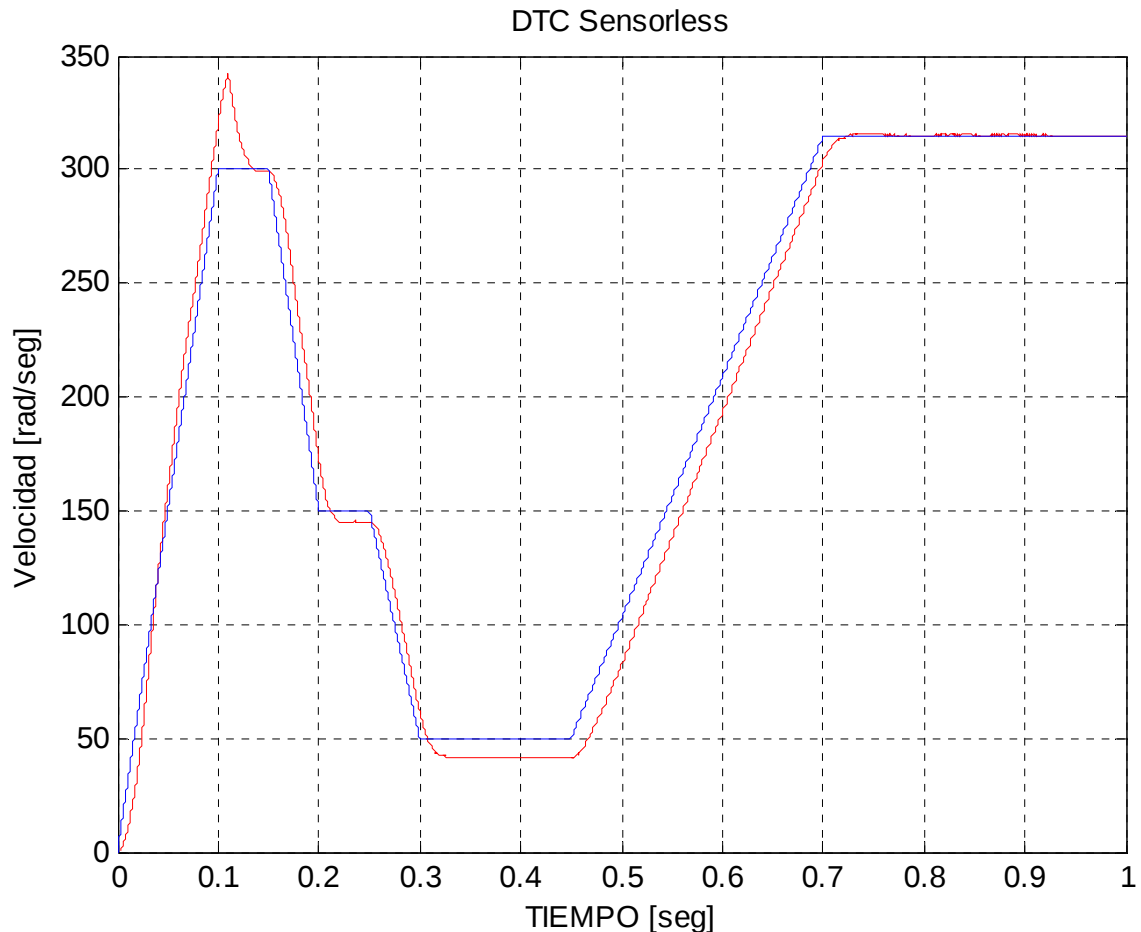


Figura 5.8 Respuesta de la velocidad con DTC sin sensor de velocidad.

La figura 5.8 presenta la respuesta de la velocidad estima mediante el calculo de la velocidad del rotor, se le aplica una señal de referencia donde se varia la velocidad de 0 a 314.15 rad/seg, en un periodo de tiempo de 1 seg., dando como resultado que la velocidad estimada sigue sin problema la velocidad de referencia incluso cuando llega a la velocidad nominal de 314. 15 rad/seg., el error es pequeño.



La figura 5.9 muestra la respuesta de la velocidad al DTC con sensor de velocidad empleando el programa del capítulo 3 y se observa que la respuesta es más rápida que cuando se tiene el DTC sin sensor de velocidad. Esto es debido a que para calcular la velocidad del rotor se tienen que hacer cálculos extras y además medir señales de voltaje con modulación de ancho de pulso y aplicar filtros, lo cual hace la respuesta sea ligeramente menor que el DTC con sensor.

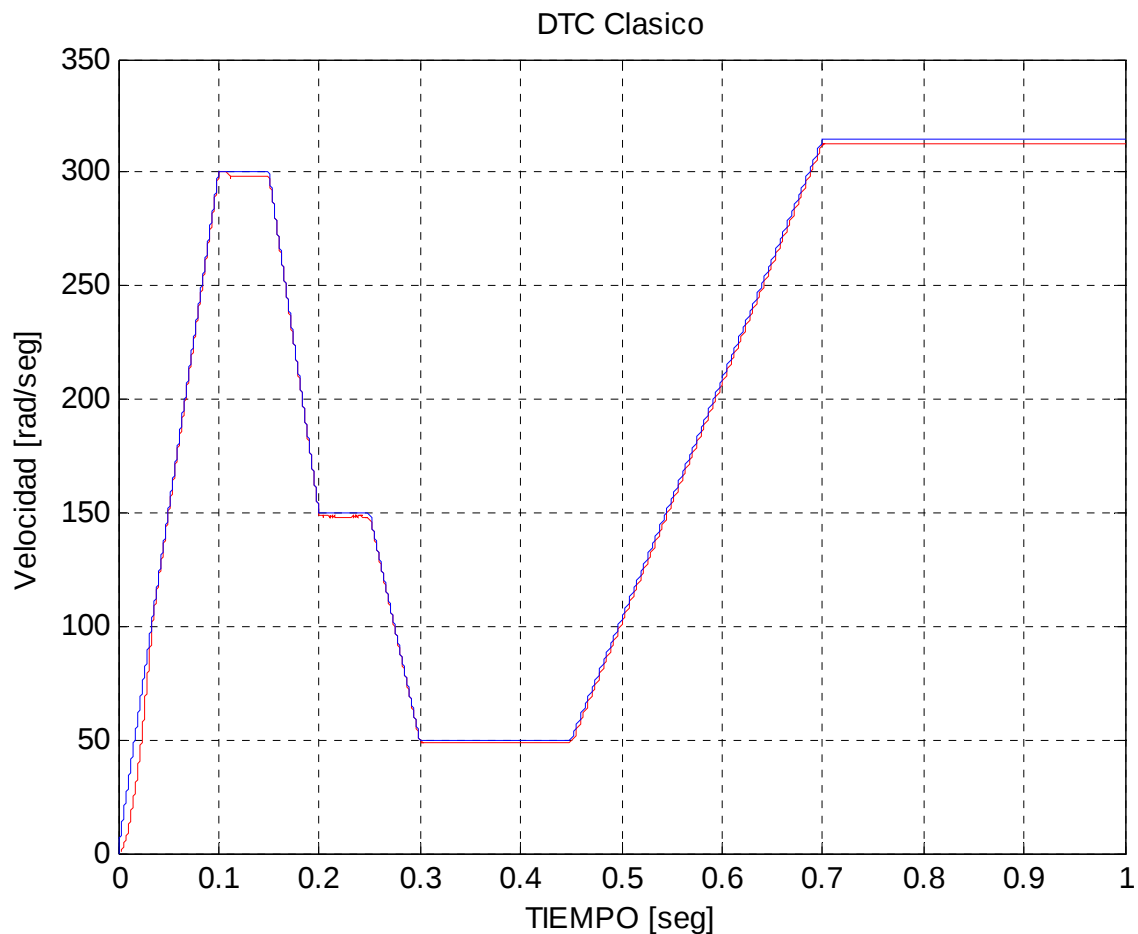


Figura 5.9 Respuesta de la velocidad con DTC Clásico.

Por lo tanto al comparar las dos respuestas sin sensor y con sensor se deduce que se puede emplear el programa para estimar la velocidad mediante el cálculo del deslizamiento.



5.4.2 Simulación sin sensor de velocidad aplicando variación de par de carga.

La segunda simulación se realizó ocupando los parámetros base de los dos controladores de histéresis a una velocidad nominal. Los parámetros son los siguientes:

Ancho de banda de par electromagnético: 0.2 N-m, Ancho de banda del flujo del estator: 0.01 Wb. Par de carga aplicado en 0.12 seg. a 3.5 N-m variando en 0.5 seg a 3 N-m. y en 0.7 seg a 3.5 N-m. Velocidad: 314.5 rad/seg.,

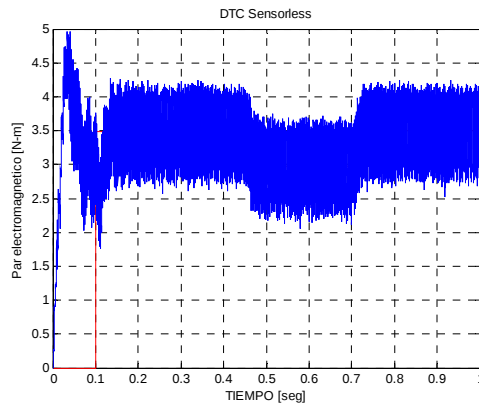


Figura 5.10 Respuesta del par con DTC sin sensor de velocidad.

La figura 5.10 muestra como el par varia conforme el valor de referencia simulando una operación con carga variable. La figura 5.11 muestra la respuesta de la velocidad del DTC sin sensor de velocidad y se observa como al momento de disminuir la carga la velocidad aumenta, porque el motor se queda acelerado pero después que se vuelve aplicar carga la velocidad vuelve a tomar el valor de referencia. Con lo cual se comprueba que el control responde ante las variaciones de la carga.

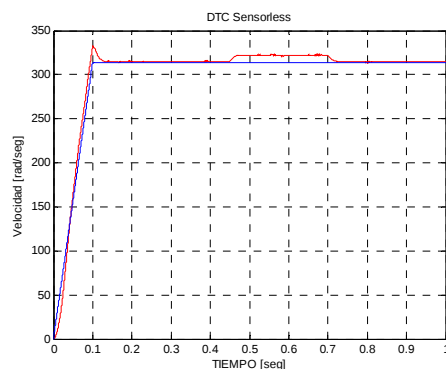


Figura 5.11 Respuesta de velocidad con DTC sin sensor de velocidad.



CONCLUSIONES

Al aumentar el ancho de banda de flujo se tiene como consecuencia un aumento en el rizado en la onda sinusoidal de corriente del estator. Por el contrario si se disminuye el ancho de banda del flujo, se tiene como consecuencia un aumento de la frecuencia de conmutación del inversor.

El DTC tiene problemas a bajas velocidades debido a que el flujo del estator es estimado mediante una integral pura, en donde la caída de tensión en la resistencia del estator influye en la estimación del flujo provocando problemas en la respuesta de par.

Si se reduce el ancho de banda de flujo y también el ancho de banda de par se obtiene una señal senoidal a la salida del motor sin mucho rizado lo que ocasiona que la frecuencia de conmutación se eleve demasiado, por lo tanto al agregar el control de frecuencia de conmutación en los bloques de control de par y del flujo se obtiene que, aunque se disminuya el ancho de banda o que si existe un decremento de la velocidad a velocidades cercanas a cero, la frecuencia de conmutación se mantendrá por debajo del límite establecido por la señal carrier triangular, protegiendo a los dispositivos de electrónica de potencia del inversor, ya que estos están diseñados para una determinada frecuencia de conmutación dependiendo del tipo de dispositivo.

Otro problema que se presenta con el control directo de par, es la elevada corriente de arranque. Por lo cual se le agregó un lazo de control de la corriente, el cual se logro que la corriente de arranque se mantuviera por debajo del límite que se estableció, obteniendo una protección para el sistema donde se conecta el variador de velocidad y protección para los dispositivos de potencia del inversor.



Por último se eliminó el sensor de velocidad, ya que el sensor de velocidad en una aplicación industrial representa costos extras, por lo cual se estimó la velocidad por medio del método del cálculo del deslizamiento, obteniendo una satisfactoria respuesta ante las variaciones de velocidad. Por lo tanto siendo una técnica sencilla de programar en comparación de las técnicas de filtros o redes neurales, se concluye que esta técnica se podría emplear para realizar una implementación de este control sin sensor con pocas líneas de código, lo cual se traduce en tiempo de procesamiento rápido.

RECOMENDACIONES PARA TRABAJOS FUTUROS

- Eliminar las bandas de histéresis por medio de un control inteligente, para reducir los problemas del rizado del par.
- Estimar la variación de la resistencia del estator, para corregir los problemas a bajas velocidades.
- Realizar la implementación del DTC con un microcontrolador.



REFERENCIAS

- [1]. T. Noguchi, S. Kondo, I. Takahashi, "Field oriented control of an induction motor with robust on line tuning of its parameters ", *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, Vol. 33, Jan/Feb. 1997 , No. 1, pp. 35- 42.
- [2]. I. Takahashi, T. Noguchi, "A new quick response and High efficiency control strategy of an induction motor ", *IEEE Trans. On Ind. Appl.*, Vol. IA-22, No.5, Sept./Oct. 1986, pp. 820-827.
- [3]. M. Depenbrock, "Direct self control (DSC) of inverter fed induction machine ", *IEEE Trans.Power Elec.*, Vol. 3 , 1988, No. 4, pp. 420-429.
- [4]. I. Lüdke, M.G. Jayne, "A new Direct Torque Control strategy", University of Glamorgan, UK.
- [5]. Ludtke, I. "The Direct Control of Induction Motors". Thesis. Department of Electronics and Information Technology. University of Glamorgan. May 1998.
- [6]. Vas, P. "Sensor less Vector and Direct Torque Control". Oxford University Press 1998.
- [7]. C. Attaianesi, G. Tomasso, A. Perfetto, et. al., "Voltage vectorial control of an induction motor drive ", *ISIE '98, Symposium Proc.*, Vol. 1, 1998, pp. 283-288.
- [8]. Brahim Elfilali, "Utilización del filtro de Kalman como estimador de la velocidad en el control vectorial de motores de inducción", *sepi-esime, México D.F.*, 2001
- [9]. Vas, P. " Electrical machines and drives: a space-vector theory approach". Oxford University Press 1992.
- [10]. Boldea, I.; Nasar, S.A. "Vector Control of AC Drives" CRC Press Inc., 1992.
- [11]. G. Buja, D. Casadei, G. Serra, "Direct torque control of induction motor drives", *IEEE Industrial Electronics Conference, ISIE'97*, vol. 1, pp. Tu2-Tu8.
- [12]. N. Idris, A.M. Yatim, "Implementation of direct torque control of induction machineutilising TM320C31 DSP", *IEEE International symposium on signal processing & its aplication, ISSPA*, pp. 627-630, August 2001.
- [13]. H. Le Huy, " Comparison of field oriented control and direct torque control for induction motor drives ", *IEEE IAS'99 conference*, vol. 2, pp. 1245-1252, 1999.
- [14]. Giuseppe Buja, Domenico Casedi, Giovanni Serra, "Direct Torque Control of Induction Motor Drives", *Industrial Electronics, 1997 ISIE'97, proceedings of the IEEE International symposium*, pages: TU2 – TU8 Vol. 1.



- [15]. Takahashi, I.; Ohmori, Y: High-performance direct torque control of an induction motor. IEEE Trans. on Ind., Applicat., Vol. 25, No. 2, PP. 257-264, March/April 1989.
- [16]. Habetler, T. G.; Profumo, F.; Pastorelli, M.; Tolbert, L. M: Direct torque control of induction machines using space vector modulation. IEEE Trans. on Ind. Applicat.; Vol. 28, No. 5, PP. 1045-1053, September/October 1992.
- [17]. Habetler, T. G.; Divan, D. M: Control Strategies for direct torque control using discrete pulse modulation. IEEE Trans. on Ind. Applicat., Vol. "7, No. 5, PP. 893-901, September/October 1991.
- [18]. Casadei, D.; Grandi, G.; Serra, G: Rotor flux oriented torque-control of induction machines based on stator flux vector control. The European Power Electronics Association "EPEA '93", PP. 67-72.
- [19]. Aaltonen, M.; Tiitinen, P.; Lalu, J.; Heikkiia, S: Regulación directa del par de accionamientos trifásicos. Revista ABB 3/1995, PP. 19-24, 1995
- [20]. Lochot, Ch.; Roboam, X.; Maussion, P: A new direct torque control strategy for an induction motor with constant switching frequency operation. EAE'99, Sevilla, Vol. 2, PP. 2.431-2.436, 1995.
- [21]. Zolghadri, M. R.; Pelissou, C.; Roye, C: Start up of a global direct torque control system. Power Electron. Specialists Conference, PESC'96 Record, 27th Annual IEEE. June 1996, Vol. PP. 370-374.
- [22]. Griva, G.; Harbetler, T. G.; Profumo, F.; Pastorelli, M: Performance evaluation of a direct torque controlled drive in the continuous PWM_square wave transition region. IEEE Trans. on Power Electron., Vol. 10, No. 4, PP. 464-471, July 1995.
- [23]. Burgt, J. Van; Bosga, S.; Blaschke, F.; Vandenput, A: Improved voltage/current model in direct field-oriented control at very low speeds. Intelligent motion '96, Proceedings CD version, PP. 79-93, May 1996.
- [24]. Donescu, V.; Griva, G.; Profumo, F: A new discrete current vector regulator for torque controlled induction motor drives. IEE Conference on Power Electron. and Variable Speed Drives, Publication No. 429, PP. 454-458, 23-25 September 1996.
- [25]. Brid, I. G.; Zelaya De la Parra, H: Practical evaluation of two stator estimation techniques for high performance torque control. IEE Conference on Power Electron. and Variable Speed Drives, Publication No. 429, PP. 465-470, 23-25 September 1996.
- [26]. Nash, James N: Direct torque control, Induction motor vector control without an encoder. IEEE Trans. on Ind. Applicat., Vol. 33, No. 2, PP. 333-341, March/April 1997.



- [27]. Francisco J. Sampé López, Jaime J. Rodríguez R., Brahim Elfilali E. “Control Directo del Par y del Flujo del estator de un motor de inducción”, Decimocuarta reunión de verano de potencia, aplicaciones industriales y exposición industrial.RVP-AI/2001, Tomo III, julio 2001.
- [28]. Mohamed A. M. Azab, “Estudio y realización del control directo de par (DTC) para accionamientos de motores de inducción con inversores de diferentes topologías”. U.P.Cataluña, 2002.
- [29]. Z. Tai, Y. Li, Z. Ji, “ Speed sensorless DTC and parameters estimation of induction motor based on a full order MRAS method”, IEEE PIEMC’00 power electronics and motion control conference, vol. 3, pp. 1202-1206, 2000.
- [30]. S.V. Zadeh, G.H. Mazarei, “Open loop control of hysteresis band amplitudes in direct torque control of induction machines”, IEEE IAS ’00 conference, vol. 3, pp. 1519-1524, 2000.
- [31]. Sampe L. F.J.,”Análisis del control directo de par de un motor de inducción”, IPN, 2002.
- [32]. Ana M. LLor, “Control Directo de par a frecuencia de modulación constante de motores síncronos de imanes permanentes”, INSA de Lyon” ,2003.
- [33]. Bose, B. K., “Modern Power Electronics and AC Drives”, Prentice Hall, USA. 2002
- [34]. Holmes, G. D.; Lipo, A., “Pulse Width Modulation For Power Converters: Principles and Practice”, IEEE Press, USA, 2003.
- [35]. Y.A Chapuis, D. Roye, “DTC & current limitation method in start up of an induction machine”, IEE conf. on Power electronics & variable speed drives, pp. 451-455, 1998.
- [36]. Chauprade, R. y Milsant, F. Control Electrónico de los Motores de Corriente Alterna. Colección Ciencia Electrónica.
- [37]. Kosow Irving L. Máquinas eléctricas, transformadores y controles. Prentice Hall.
- [38]. Aller, José Manuel. Apuntes de conversión de energía eléctrica. Universidad Simón Bolívar, Venezuela. prof.usb.ve/jaller/Guia_Maq_pdf/Capitulo00.pdf.
- [39]. Chapman, Stephen. Máquinas eléctricas. McGrawHill.
- [40]. James N. Nash, “Direct Torque Control, Induction Motor Vector Control Without an Encoder”, IEEE Transactions on industry applications, Vol. 33, No. 2, March/April 1997.
- [41]. Homg Ix-Huy, “Behavioral Modeling and simulation of a direct torque-control induction motor drive using PSPICE”, Department of Electrical and Computer Engineering University Laval, Quebec, Canada.
- [42]. L. Xu, Z. Q. Zhu and D. Howe, “Investigation of Acoustic Noise Radiated from Direct Torque Controlled Induction Machines”, Sheffield ,UK.



- [43]. Hoang Le-Huy, "Modeling and simulation of electrical drives using Matlab/Simulink and power system blockset", IECON'01, IEEE industrial electronics society.
- [44]. T.Pham-Dinh, E.Levi, "Core Loss in Direct Torque Controlled Induction Motor Drives: Detuning and Compensation", Liverpool, UK.
- [45]. M. Martinez-Itumalde, G. Martinez, J. Atencia, A. Garcia Rico, J. Florez, "Analysis of voltage measurement techniques for direct torque control of induction motors", Escuela Superior de Ingenieros, Universidad de Navarra, SPAIN.
- [46]. Wong, W.S.H., and Holliday, D.M.J.: 'Improvements in flux and torque control in DTC induction motor drives'. Proc. Power Electronics, Intelligent Motion and Power Quality Int. Conf. (PCIM), 2001, pp. 293–298.
- [47]. Telford, D., Dunnigan, M.W., and Williams, B.W.: 'A comparison of vector control and direct torque control of an induction machine'. Proc. IEEE 31st Annual Power Electronics Specialists Conf., 2000, Vol. 1, pp. 421–426.
- [48]. N. Idris, C. Ling , and E. Elbuluk, "A New Torque and Flux Controller for Direct Torque Control of Induction Machines", IEEE Transactions on industry applications, Vol. 42, No. 6, November/December 2006.
- [49]. C. Attaianesi, N. Locci, et. al., " A direct torque control algorithm imposing the mechanical response of speed controlled induction motor drives ", ISIE '96, Proc. of IEEE Ind. Elect., Vol. 1, 1996, pp. 157-162.
- [50]. T.Pham-Dinh, E.Levi, "Core Loss in Direct Torque Controlled Induction Motor Drives: Detuning and Compensation", Liverpool, UK.
- [51]. P. Tiitinen, "The next generation motor control method, DTC direct torque control," in Proc. Int. Conf. Power Electronics, Drives and Energy System for Industrial Growth, New Delhi, India, 1996, pp. 37–43.
- [52]. J.-W. Kang and S. K. Sul, "Analysis and prediction of inverter switching frequency in direct torque control of induction machine based on hysteresis bands and machine parameters," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 48, pp. 545–553, June 2001.
- [53]. J.-W. Kang, D.-W. Chung, and S. K. Sul, "Direct torque control of induction machine with variable amplitude control of flux and torque hysteresis bands," in Proc. Int. Conf. Electric Machines and Drives (IEMD'99), 1999, pp. 640–642.
- [54]. T. G. Habetler, F. Profumo, M. Pastorelli, and L. M. Tolbert, "Direct torque control of induction machines using space vector modulation," IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 28, pp. 1045–1053, Sept./Oct. 1992.
- [55]. Y. Li, J. Shao, and B. Si, "Direct torque control of induction motors for low speed drives considering discrete effect of control and dead-time timing of inverters," in Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting, 1997, pp. 781–788.



- [56]. J. K. Kang and S. K. Sul, "Torque ripple minimization strategy for direct torque control of induction motor," in Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting, 1998, pp. 438–443.
- [57]. S. Mir and M. E. Elbuluk, "Precision torque control in inverter-fed induction machines using fuzzy logic," in Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting, 1995, pp. 396–401.
- [58]. I. G. Bird and H. Z. D. L. Parra, "Fuzzy logic torque ripple reduction for DTC based AC drives," *Electron. Lett.*, vol. 33, no. 17, pp. 1501–1502, 1997.
- [59]. D. Casadei, G. Serra, and A. Tani, "Improvement of direct torque control performance by using a discrete SVM technique," in Proc. IEEE PESC'98, vol. 2, 1998, pp. 997–1003.
- [60]. N. R. N. Idris and A. H. M. Yatim, "Reduced torque ripple and constant torque switching frequency strategy for direct torque control of induction machine," in Proc. IEEE APEC'00, vol. 1, 2000, pp. 154–161.
- [61]. C. Lascu, I. Boldea, and F. Blaabjerg, "A modified direct torque control (DTC) for induction motor sensorless drive," in Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting, vol. 1, 1998, pp. 415–422.
- [62]. Y.-S. Lai and J.-H. Chen, "A new approach to direct torque control of induction motor drives for constant inverter switching frequency and torque ripple reduction," *IEEE Trans. Energy Conversion*, vol. 16, pp. 220–227, Sept. 2001.
- [63]. N. R. N. Idris, A. H. Mohamed Y., "Direct Torque Control of Induction Machines With Constant Switching Frequency and Reduced Torque Ripple", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 51, No. 4, August 2004.
- [64]. J. Holtz, "The representation of AC machine dynamics by complex signal flow graphs", *IEEE Trans. Ind. Electron*, Vol. 42, No. 3., pp.263-271, 1995.
- [65]. G. Heineman, and W. Leonhard, "Self-tunnig field oriented control of an induction motor drive", in Proc. 1990 Int. Power Electronics Conference, Vol. 1, Tokyo, Japan., 1990 pp. 465-472.
- [66]. W. Leonhard, "Control of electrical drives, Springer Verlag, Berlin, Germany, 1990.
- [67]. M. Rodic, K. Jezernik, "Speed Sensorless Sliding Mode Torque Control of Induction Motor", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2002.
- [68]. J. Faiz, M. B. B. Sharifian, A. Keyhani, A. B. Proca., " Sensorless Direct Torque Control of Induction Motors Used in Electric Vehicle", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 18. No. 1, March 2003.
- [69]. Moffat, R.; Paresh C. Sen; Younker R., "Mohamed Bayoumi, M: Digital phase- locked Loop for induction motor speed control. *IEEE Trans. on Ind. Applicat.*, Vol. IA-15, No. 2, March/April 1979, PP. 176-182.



- [70]. Hasmukh, S. Patel; Richard G. Hoft, "Generalized techniques of harmonic elimination and voltage control in thyristor inverters: Part I-Harmonic elimination". IEEE trans. On Ind. Applicat., Vol. IA-9, No. 3, May/june 1973, PP. 310-317.
- [71]. Hasmukh S. Patel; Richard G. Hoft., "Generalized techniques of harmonic elimination and voltage control in thyristor inverters: Part 2-voltage control techniques", IEEE trans. on Ind. Applicat., Vol. IA-9, No. 3, May/June 1973, PP. 310-317.
- [72]. Plunkett, A. B, "A current- controlled PWM transistor inverter Drive". Reprinted from IEEE Ann. Meet. Conf. Rec., pp. 785-792, 1997.
- [73]. Bowes, S. R.; Mount, M. J. "Microprocessor control of PWM inverters". IEE PROC., Vol. 128, Pt. B, No. 6, PP. 293-305, November 1981.
- [74]. Alberto J. Pollmann, "Software pulsewidth modulation for mP control of AC drives". IEEE Trans. On Ind. Applicat., Vol. IA-22, No. 4, PP. 691-696, July/August 1986.
- [75]. Bezanov, G.; Richardson, J. "Closed loop control of induction motors using microprocessor based PWM". UPEC '91, PP. 115-118.
- [76]. Bowes, S. R.; Midoun, A. "Microprocessor implementation of new optimal PWM switching strategies". IEE PROC., Vol. 135, Pt. B, No. 5, PP. 269-280, September 1988.
- [77]. Buja, S. Giuseppe; Fiorini, P. "Microprocessor control of PWM inverters". IEEE Trans. Ind. Elec., Vol. IE-29, No. 3, PP. 212-216, August 1982.
- [78]. Bose, B. K.; Sutherland, H. A., "A high performance pulsewidth modulator for an inverter-fed drive system using a microcomputer". IEEE Trans. Ind. Applicat., Vol. IA- 19, No. 2, PP. 235-243, March 1983.
- [79]. Lataire, P.; Venlet, N.; Kaczmarech, B., "Pulse width modulation with hybrid sampling techniques". IFAC control in Power Electronics and Drives, Lausanne, Switzerland, PP. 239-245, 1983.
- [80]. Kadhim, A. H.; Rezak, M. J. A.; O'Kelly, D. "A PWM inverter using on-line control algorithms". UPEC '91, PP. 333-336.
- [81]. Nabae, A.; Ogasawara, S.; Akagi, H., "A novel control scheme for current- controlled PWM inverters". IEEE Trans. On Ind. Applicat., Vol. IA-22, No. 4, PP.697-701, July/August 1986.
- [82]. Hombu, M.; Ueda, S.; Ueda A., "A current source GTO inverter with sinusoidal inputs and outputs". Reprinted from IEEE Trans. Ind. Applicat., Vol. IA-23, No. 2, PP. 247- 255, March/April 1987.
- [83]. Ching- Tsai Pan; Ting-Yu Chang., "An improved hysteresis current controller for reducing switching frequency". IEEE trans. on Power Electron. Vol. 9, No. 1, January 1994, PP. 97-104.



- [84]. Brod, D. M.; Novotny, D. W., "Current control of VSI-PWM inverters". Reprinted from IEEE Trans. Ind. Applicat., Vol IA-21, No. 4, PP. 562-570, May/June 1986.
- [85]. Bose, B. K., "An Adaptive hysteresis-band current control technique of a voltage-fed PWM inverter for machine drive system". Reprinted from IEEE Trans. Ind. Electron., Vol. 37, No. 5, PP. 402-408, October 1990.
- [86]. Malesani, L.; Rossetto, L.; Tomasin, P.; Zuccato, A., "Digital adaptive hysteresis current control with clocked commutations and wide operating range". IEEE Trans. on Ind. Applicat., Vol. 32, No. 2, March/April 1996.
- [87]. Holtz, J. "Pulse width Modulation for electronic power conversion". IEEE Proceedings, Vol. 82, No. 8, PP. 1194-1213, August 1994.
- [88]. Kawakami, N.; Hombu, M.; Ikimi, T.; Ueda, A.; Takahashi, J.; Kamiyama, K., "Quick response and low-distortion current control for multiple inverter-fed induction motor drives". IEEE Trans. on power Electron., Vol. 9, No. 2, PP. 240-246, March 1994.
- [89]. Halász, S.; Aballa, A. M. H.; Huu, B. T., "Optimal control of three-level PWM inverters". IEEE Trans. on Ind. Electron., Vol. 44, No. 1, PP. 96-106. February 1997.
- [90]. Orille, A. L.; Sowilam, G. M. A.; Bargalló, R., "A generalized control scheme for voltage source PWM vector Controller". 5as Jornadas Hispano-Lusas de Ingeniería Eléctrica, Salamanca, España, Toma 1, PP. 269-276. 3-5 Julio 1997.
- [91]. Sudria, A.; March, L.; Bergas, J., "Desarrollo de un control vectorial de la máquina de inducción". 3as Jornadas Hispano- Lussas de Ingeniería Eléctrica ACTAS, Barcelona, España, Toma IV, PP. 1779-1785, 1-3 Julio 1993.
- [92]. Atkinson, D. J., "Flexible instrumentation system for induction motor vector control drives. UPEC '90, PP 521-524. 1990.
- [93]. Brass, M. A.; Mecrow, B. C., "Hardware development and digital interfaces for the field orientated control of drives". UPEC '90, 425-428, 1990.
- [94]. Chang, S. -C.; Yeh, S. N., "Current sensorless field-oriented control of induction motors". IEE Proc. Electr. Power Appl., Vol. 143, No. 6, PP. 492-500, November 1996.
- [95]. Umanand, L.; Bhat, S. R., "Optimal and robust digital current controller synthesis for vector-controlled induction motor drive systems". IEE Proc. Electr. Appl., Vol. 143, No. 2, PP. 141-150, March 1996.
- [96]. Williamson, S.; Healey, R. C., "Space vector representation of advanced motor models for vector controlled induction motors". IEE Proc. Electr. Power Appl., Vol. 143, No. 1, PP. 69-77, January 1996.
- [97]. Naunin, D.; Heidrich, P.; Beierke, S., "Control of an induction machine in field coordinates using a transputer network". UPEC '90, PP. 421-424, 1990.



- [98]. Liaw, C. M.; Chao, K. H.; Lin, F. J., "A discrete adaptive field-oriented induction motor drive". IEEE Trans. on Power Electron., Vol. 7, No. 2, PP. 411-419, April 1992.
- [99]. Malesani, L.; Tomasin, P.; Toigo, V., "Space vector control and current harmonics in quasi-resonant soft switching PWM conversion". IEEE Trans. on Ind. Applicat., Vol. 32, No. 2, PP. 269-276, March/April 1996.
- [100]. Yamamoto, K.; Shinohara, K. "Comparison between space vector modulation and subharmonic methods for current harmonics of DSP-based permanent-magnet AC servo motor drive system". IEE Proc. Electr. Power Appl., Vol. 143, No. 2, PP. 151- 156, March 1996.
- [101]. De Doncker, R. W.; Profumo, F.; Pastorelli, M.; Ferraris, P., "Comparison of Universal field Oriented (UFO) controllers in different reference frames". IEEE Trans. on Power Electron., Vol. 10, No. 2, PP. 205-212, March 1995.
- [102]. Noguchi, T.; Kondo, S.; Takahashi, I., "Field-oriented control of an induction motor with robust on-line tuning of its Parameters". IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. 33, No. 1, PP. 35-42, January/February 1997.
- [103]. Casadei, D.; Grandi, G.; Serra, G. "Rotor flux oriented torque-control of induction machines based on stator flux vector control. The European Power Electronics Association "EPEA '93", PP. 67-72.
- [104]. rof.usb.ve/montbrun/sintonizacion%20controladores%20sep07.pdf
- [105]. S. Carlos y A. Corripio. "*Principles and Practice of Automatic Process Control*". Second Edition. John Wiley & Sons Inc. New York. 1997.



APENDICE A
